re

radioelektronik

6 '83

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje Dział Ogłoszeń i Reklamy WCT NOT SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10,30–13,30. Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

Cd. na III str. okładki

re Radioelektronik

CZERWIEC 1983 ● ROCZNIK XXXIV (49)

6 '83



ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** dr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, dr inż. Zbigniew Kulka, inż. Zdzisław Tkaczyk, inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc mgr inż. Aleksander Witort.

Przedstawiciel ZG LOK – ppłk Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów

WARUNKI PRENUMERATY

Instytucje i zakłady pracy zlokalizowane w miastach wojewódzkich i pozostałych miastach, w których znajdują się siedziby oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" zamawiają prenumeratę w tych oddziałach. Instytucje i zakłady pracy zlokalizowane w miejscowościach, gdzie nie ma oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" i na terenach wiejskich, opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli.

Osoby fizyczne – indywidualne – zamieszkałe na wsi i w miejscowościach, gdzie nie ma oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli.

Osoby fizyczne zamieszkałe w miastach, siedzibach oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych nadawczo-oddawczych, właściwych dla miejsca zamieszkania prenumeratora.

Wpłaty dokonują na r-k bankowy: Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, NBP XV Oddział w Warszawie, nr 1153-201045-139-11.

Cena prenumeraty krajowej: roczna 480 zł, półroczna 240 zł, kwartalna 120 zł.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958, Warszawa, konto j.w. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę pocztą zwykłą jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

Terminy przyjmowania prenumeraty

Od prenumeratorów indywidualnych zamieszkałych w miastach, siedzibach oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" do 31 sierpnia 1983 r. na IV kwartał roku bieżącego.

Od instytucji, zakładów pracy i prenumeratorów indywidualnych zamieszkałych na wsi i w małych miasteczkach do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 1438/CD. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 4,5. Skład techniką fotograficzną. Cena zł 40. Numer zamknięto 29.IV.1983 r. M-101.

■ **Polski przemysł elektroniczny** nie osiągnął jeszcze w 1982 roku poziomu z 1981 r. Dostawy na rynek zostały zrealizowane w 91,5%, zaś na eksport w 98,3% w stosunku do roku poprzedzającego. Główną przeszkodą w zwiększeniu produkcji były niedobory środków na import podzespołów i półfabrykatów ze strefy dolarowej. Odpisy dewizowe na rzecz przemysłu są uzależnione od wielkości eksportu do tej strefy. Poniższe zestawienie zawiera dane dotyczące wielkości produkcji w tys. sztuk w 1982 r. w poszczególnych grupach sprzętu na tle 1981 r. oraz dane dotyczące zamierzeń producentów na 1983 rok, sprecyzowanych przy założeniu określonego odpisu dewizowego na rzecz zakładów przemysłowych.

	1981 r.	1982 r.	1983 r.
Odbiorniki radiowe ogółem	2050	1997	1556
Odbiorniki telewizyjne ogółem	764	576	663
w tym kolorowe	159	144	195
Zestawy (radiomagnetofony i inne)	727	676	711
Gramofony w obudowie	312	173	215
Gramofony bez obudowy	163	225	320
Kolumny głośnikowe	532	512	525

■ **Radiobudzik** z podawaniem czasu przez głośnik zamiast na wyświetlaczu został opracowany przez firmę Sony. Po naciśnięciu na klawisz użytkownik słyszy składającą się z syntezowanych słów informację: „piąta trzydzieści dwie i pięć sekund", podobnie jak w zegarynce. Innowacja została przyjęta z radością przez ociemniałych, lecz nie przez wszystkie osoby z normalnym wzrokiem. Rzut oka na wskaźnik cyfrowy pozwala szybciej i bezgłośnie zorientować się, która godzina. „Niewidoczny" zegar służy również do automatycznego, zaprogramowanego włączania radia.

■ **Każda z liczących się firm** prowadzi obecnie prace nad płaskim ekranem telewizyjnym. Rozwiązanie nie zależy tylko od elektroniki, lecz również od opanowania nowej technologii szkła. W laboratorium firmy Siemens wykonano płaski kineskop o przekątnej 14" przeznaczony do minitora o grubości 6 cm. Osiągnięcie to ma swe źródło w powiązaniu techniki konwencjonalnego kineskopu z żarzoną katodą i nowoczesnego systemu wyświetlaczy plazmowych. Ważną częścią nowej lampy jest 1-milimetrowa warstwa szklana z otworami wykonanymi metodą trawienia. Warstwa zawiera 300 tys. otworków o średnicy 0,2 mm, które pozwalają na precyzyjne umieszczenie elektronów na ekranie pokrytym materiałem świecącym. Wynalezienie nowego rodzaju ceramiki szklanej „Foturan" umożliwiło wykonanie w materiale o grubości 1 mm 800 otworków na powierzchni 1 cm^2. Okazało się możliwe wytrawienie otworów o głębokości kilkakrotnie przewyższającej ich średnicę, co jest uważane za sukces. Uzyskano podczas prób, w materiale o grubości 0,2...2 mm otworki o średnicy 50 μm. Jeśli idzie o wielkość płyty ceramicznej, to największe z nich osiąga obecnie wymiary 300×320 mm.

■ **Na zimowej wystawie elektroniki konsumpcyjnej w USA** zaprezentowano po raz pierwszy grę telewizyjną sterowaną mową. Gra reaguje na 12 rozkazów słownych i może również odpowiadać tymi samymi słowami. Sterowanie wymaga współpracy z komputerkiem osobistym. Gra, której cena ma być niższa od 100 dol., została opracowana przez firmę Milton Bradley (MB), zaś układy scalone do niej wyprodukowała firma Texas Instruments (TI). Zastosowano w niej układy scalone do analizy i syntezy mowy.

Programowanie komputera, którego musi dokonać użytkownik, związane z analizą i syntezą potrzebnych słów, wymaga i ogranicza się do powtórzenia dwukrotnego do mikrofonu tego samego rozkazu.

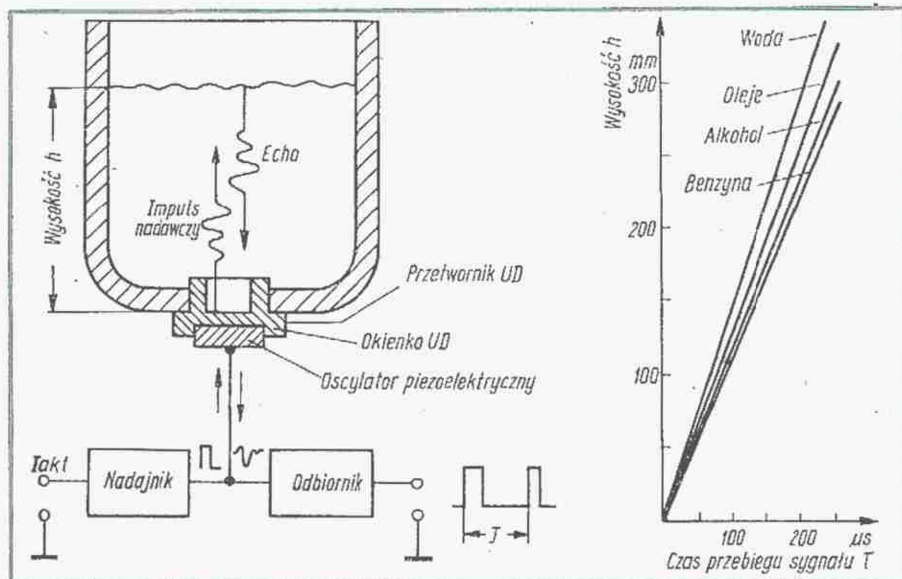
■ **Telewizor kieszonkowy** z ekranem z ciekłych kryształów o przekątnej 6,9 cm, zawierający 19 200 punktów w obrazie, zbudowała japońska firma Casio. W telewizorze o wymiarach 11,8×8×2,6 cm, przy ciężarze 360 g, umieszczono zintegrowany tuner, głośnik i antenę teleskopową. W ciemnym pomieszczeniu ekran jest podświetlany. Pobór mocy wynosi 500 mW, zaś przy włączeniu podświetlania ekranu 700 mW. Podobny, lecz o większych wymiarach telewizor opracowała firma Sanyo. Tranzystorowy układ sterujący matrycą ciekłych kryształów jest zintegrowany na odwrotnej stronie ekranu. Obraz zawiera 52 800 punktów i ma przekątną równą 10 cm. Wymiary odbiornika: 25,3×11,3×3 cm.

■ **W 1983 r. pojawiły się nowe pomysły** technicznego zrealizowania telewizji przestrzennej. Jednak wszystkie demonstrowane techniki okazały się zbyt kosztowne. Tymczasem należąca do francuskiego koncernu Thomson, zachodnioniemiecka firma Nordmende we współpracy z firmą Saba wylansowały system pozwalający widzieć trójwymiarowo każdą kolorową emisję telewizyjną. Przystawka nadająca się do każdego typu telewizora kosztuje 100 DM wraz z czterema dwukolorowymi (czerwono-zielone) okularami, których noszenie jest niezbędne dla uzyskania wrażenia stereoskopowego (fot. niżej). System „Abdy" (Anaglyphic by Delay) nie wymaga zastosowania dwóch kamer, czy dwóch obiektywów po stronie nadawczej dla uzyskania dwóch obrazów cząstkowych. Są one wytworzone na ekranie przez zastosowanie w odbiorniku dekodera, który przesuwa wzajemnie w czasie sygnały wizyjne związane z kolorami czerwonym i zielonym. Należy



przypuszczać, że ten system tworzenia obrazów cząstkowych nie zapewnia pełnowartościowego efektu stereo, a ponadto zniekształca w pewnym stopniu kolory obrazu i dlatego należy go traktować jako rodzaj technicznego triku.

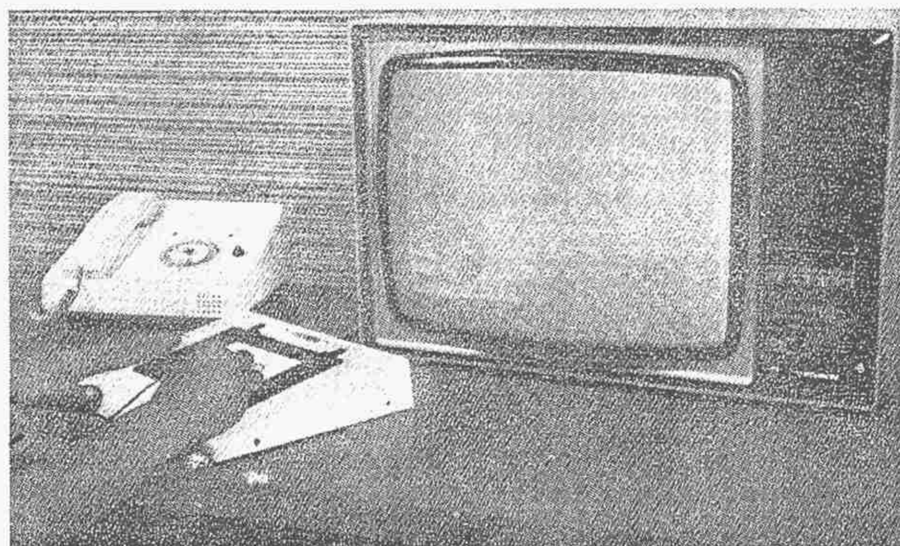
Pomiar poziomu cieczy w pojemnikach zostanie bardzo usprawniony dzięki opracowaniu nowego czujnika ultradźwiękowego z ceramiki piezoelektrycznej w zakładach porcelany w Redwitz (RFN) należącej do firmy Siemens. Zasada pomiaru, jak to można odczytać z rysunku, polega na klasycznym wytworzeniu impulsu ultradźwiękowego przez wspomniany czujnik ultradźwiękowy zamontowany w dnie pojemnika i odczytaniu czasu przebiegu impulsu do powierzchni cieczy i z powrotem. Interesującą cechą tego elementu jest dokładność pomiaru i zdolność do pracy z rozmaitymi substancjami (woda, benzyna, oleje) w temperaturze od –30° do +85°C. Zastosowanie: stan wypełnienia zbiornika paliwa w samochodach ciężarowych, stan oleju w skrzyni biegów i w silniku, poziom wody w domowych zbiornikach wody, jak również wielorakie wykorzystanie w przemyśle. Zaletą systemu jest wzrastająca dokładność z malejącą ilością cieczy, co predestynuje czujnik do wykorzystania w systemach ostrzegawczych. Zasięg pomiaru zależy od wysokości słupa cieczy i wynosi dla wody, benzyny i alkoholu 1 m, dla olejów mineralnych – 30 cm.



Zastosowanie odbiorników telewizyjnych jako monitorów domowych przy użyciu sieci telefonicznej staje się coraz bardziej różnorodne. Francuski ośrodek badawczy CCETT opracował prototyp przystawki do korespondencji graficznej między abonentami. Po nawiązaniu połączenia telefonicznego z respondentem komunikacja odbywa się za pomocą tabliczki zaopatrzonej w matrycę czujników oraz „ołówka" elektrycznego, jak to przedstawiono na fotografii. Rysunki wykonywane na tabliczce są powtarzane jednocześnie na ekranach obu rozmówców. Ponieważ sygnały z matrycy i sygnały akustyczne są multipleksowane, a następnie przekazywane kanałem telefonicznym, jednoczesna rozmowa i rysowanie nie wpływa na jakość konserwacji. Autorzy pomysłu wskazują na możliwość, pojawiającą się po raz pierwszy, wykorzystania sieci telefonicznej przez głuchoniemych.

Szereg japońskich producentów zaanonsowało produkcję przystawek do bezpośredniego odbioru emisji satelitarnych o stosunkowo przystępnej cenie. Są one przeznaczone na eksport do USA, gdzie 8 towarzystw telewizyjnych otrzymało już zgodę od Federalnego Urzędu ds. Łączności na rozpoczęcie tego typu transmisji. Satelitarny odbiornik jest tak zaprojektowany, aby mógł odbierać nie tylko sygnały telewizyjne, lecz również facsimile (kopie dokumentów), sygnały telewizji o dużej rozdzielczości (HDTV), telegazetę, sygnały foniczne zakodowane cyfrowo itp. Urządzenia są przeznaczone do pracy w zakresie 12 GHz, mają dzięki temu małe wymiary i będą kosztować 500...600 dol., a więc znacznie mniej niż używane dotychczas w USA konwencjonalne odbiorniki satelitarne pracujące w pasmie 4 GHz, których cena sięga 25 tys. dol. Odbiornik satelitarny składa się z 1-metrowej anteny parabolicznej o masie 10 kg, małego, zmontowanego na niej przetwornika częstotliwości i przystawki, która stanowi tuner do OTVC z przełącznikiem kanałów i dekoderem cyfrowego sygnału fonicznego. Niską cenę odbiornika Japończycy osiągnęli m. in. dzięki zastosowaniu w miejsce konwencjonalnego falowodu między anteną i tunerem, falowodu spiralnego wykonanego ze stali pokrytej miedzią oraz dzięki monolitycznemu układowi dla stopni wielkiej i pośredniej częstotliwości, a w przystawce – filtrów z akustyczną falą powierzchniową. Elementy te zapewniły w sposób technologicznie prosty redukcję szumów, obraz wysokiej jakości oraz dużą niezawodność. Japońscy producenci podkreślają zalety przesyłania sygnału fonicznego w formie cyfrowej. Jest to pierwszy odbiornik w świecie wykorzystujący tę technikę, umożliwiający odbiór sygnału o jakości Hi-Fi.

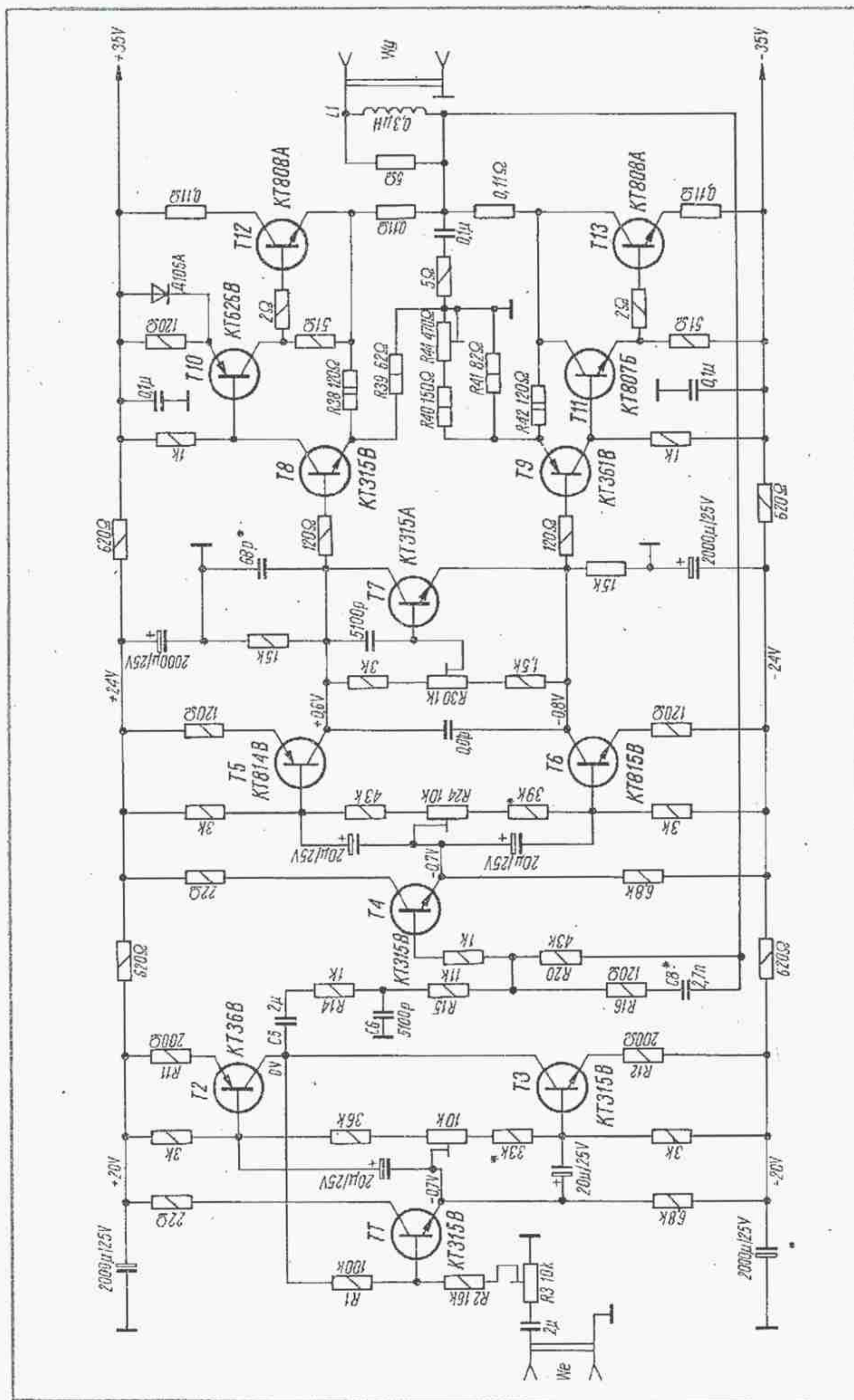
Telegazeta przez telewizję jest rozwinięta obecnie najszerzej w W. Brytanii. Jest ona nadawana w dwóch programach BBC (Ceefax) i przez prywatną telewizję ITV (Oracle). Najczęściej pojawiają się informacje dotyczące spędzania wolnego czasu, meteorologii, sportu, podróży oraz recenzji z filmów, teatrów, książek i płyt. W ITV można również umieszczać ogłoszenia prywatnie i depesze z życzeniami oraz gratulacjami. Istnieje tendencja do rejonizacji redakcji telegazety. Ocenia się, że obecnie 0,5 mln telewizorów w W. Brytanii jest wyposażonych w dekoder teletekstu, a ich sprzedaż miesięczna sięga 40 tys. szt. Każdy abonent włącza średnio telegazetę systemu Oracle 3,5 razy dziennie. Dla Ceefax'u brak danych.



Wzmacniacz mocy o małych zniekształceniach

Dużym zainteresowaniem radioamatorów cieszą się obecnie wzmacniacze m. cz. o małych zniekształceniach. Poniżej jest przedstawiony układ wzmacniacza skonstruowanego przez J.N. Mitrofanowa, opisany w „Radio" (radz.) nr 12/81. Istotną cechą tego układu jest zastosowanie stopnia mocy w konfiguracji quasi-komplementarnej, co ma duże znaczenie dla amatorów-konstruktorów planujących skonstruowanie podobnego wzmacniacza przy zastosowaniu tranzystorów dostępnych na rynku krajowym. Opublikowane dane techniczne modelowego wzmacniacza są następujące:

Pasmo przenoszenia:	20...30 000 Hz
Moc znamionowa przy obciążeniu 4 Ω i współczynniku zawartości harmonicznych nie większym od 0,02%:	60 W
Maksymalna moc wyjściowa:	80 W
Napięcie wejściowe:	0,7 V



Jak wynika z powyższego, konstruktor wzmacniacza uzyskał zdumiewająco małe zniekształcenia nieliniowe. W związku z tym jest wielce prawdopodobne, że i zniekształcenia typu TIM są małe.

Wstępny człon wzmacniacza zawiera tranzystory T1, T2 i T3. Lokalne ujemne sprzężenie zwrotne uzyskano za pomocą rezystorów R11 i R12. Pętla ogólnego ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza jest doprowadzona do kolektorów tranzystorów T2 i T3 i dalej, przez dzielnik R1...R3 do bazy tranzystora T1. Wzmocnienie napięciowe tego członu wynosi 5,5, a zniekształcenia nieliniowe są rzędu 0,01%. Rezystor nastawny R8 służy do symetryzacji członu.

Następny człon zawiera tranzystory T4, T5 i T6. Zastosowanie wtórnika emiterowego (T4) ma na celu zwiększenie impedancji wejściowej członu i zapewnienie odpowiedniej skuteczności równoległego ujemnego sprzężenia zwrotnego (pętla ogólnego sprzężenia zwrotnego z wyjścia wzmacniacza). Na głębokość tego sprzężenia i jego charakterystykę częstotliwościową mają wpływ elementy: R14, R15, R16, R20, C6 i C8.

Ostatni człon, wzmacniacz mocy, ma układ konwencjonalny. Na uwagę zasługuje lokalne ujemne sprzężenie zwrotne uzyskane za pomocą dzielników R38, R39 oraz R42, R41, R40 i R44. Rezystor nastawny R44 ustawia się tak, aby zniekształcenia nieliniowe (harmoniczne parzyste) były, przy większych częstotliwościach i dużej mocy, jak najmniejsze. Wzmocnienie napięciowe członu wynosi 2,7. Współczynnik zawartości harmonicznych członu (bez pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego) wynosi 0,5... 0,7%. Natężenie prądu spoczynkowego tranzystorów T12 i T13 ma wartość 100 mA. Ustala się ją rezystorem nastawnym R30.

Prawidłowy rozkład napięć między oba ramiona stopnia wyjściowego, eliminujący pojawienie się napięcia stałego na wyjściu, dobiera się rezystorem nastawnym R24.

Wydaje się, że po zmniejszeniu wartości napięcia zasilającego do ±30 V, można skonstruować, w oparciu o przedstawiony układ, wzmacniacz mocy z tranzystorami 2N3055 w stopniu końcowym. Zastąpienie pozostałych tranzystorów, tranzystorami dostępnymi na rynku krajowym, nie przedstawia trudności. Przy zastosowaniu tranzystorów KT808A, 2N6488 lub BDP394 w stopniu końcowym, można próbować odwzorowania układu bez zmian.

A.W.

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Syntezator muzyczny MGW-401-D – Część III

MODUŁ PRZETWORNIKA CYFROWO-ANALOGOWEGO – MPAC

Zasada działania zastosowanego przetwornika (rys. 10) odbiega od działania typowego przetwornika c/a. Wzmacniacz operacyjny US4 wraz z diodą Zenera D1 tworzy źródło napięcia odniesienia. Napięcie to jest doprowadzone do wejść wzmacniacza operacyjnego US3, do wejścia odwracającego którego jest przyłączony zespół czterech rezystorów R17...R20. Rezystory te są połączone z masą układu przez tranzystory T1...T4. Wysterowanie (otwarcie) któregoś z tych tranzystorów powoduje wystąpienie na wyjściu układu US3 napięcia o wartości: 10 V, 5 V, 2,5 V, 1,25 V w zależności od tego, który rezystor zostanie połączony z masą. Napięcie wyjściowe układu US3 zostaje następnie doprowadzone do wejść wzmacniacza US2, pracującego w identycznym układzie jak wzmacniacz US3. Przez włączenie któregoś z rezystorów R21...R32 (za pośrednictwem tranzystorów T5...T16) otrzymuje się na wyjściu układu US2 napięcie o wartości 0,327...4,939 V.

Należy pamiętać, że zakres zmian wartości tego napięcia jest uzależniony od napięcia wyjściowego układu US3. I tak: przy wartości tego napięcia równej 10 V, napięcie wyjściowe układu US2 wynosi 2,616...4,939 V, a przy wartości napięcia wyjściowego układu US3 wynoszącej 1,25 V, napięcie wyjściowe układu US2 wynosi 0,327...0,617 V. Napięcie z układu US3 określa oktawę klawiatury, w której został naciśnięty klawisz, natomiast napięcie wyjściowe układu US2, określa już konkretny klawisz (ton).

Napięcie uzyskiwane na wyjściu układu US2 jest doprowadzone do wzmacniacza scalonego US1, tworzącego wraz z potencjometrem P1 i kondensatorem C7 układ tzw. „glisanda", czyli płynnego przechodzenia tonu w inny ton.

Wartość rezystancji potencjometru P1b i pojemność kondensatora C7 określają stałą czasową „glisanda". Wzmocnienie wzmacniacza US1 wynosi 0,99999, tak więc nie wpływa w zasadniczy sposób na napięcie wyjściowe przetwornika.

Przetwornik pokrywa napięciem wyjściowym wartość napięć sterujących modułu VCOa dla zakresu częstotliwości od 523 do 7902 Hz, czyli od tonu c^2 do tonu h^5. Napięcie to przetworzone w module VCOb umożliwia przesuwanie czterooktawowej klawiatury syntezatora po całej dziesięciooktawowej skali muzycznej.

Część cyfrowa przetwornika składa się z dwóch dekoderów jednopoziomowych. Pierwszy dekoder skonstruowany z układów scalonych US8(1/3) oraz US7 jest układem dekodera pełnego – 2/4, realizującego funkcję „1 z 4". Drugi dekoder, zawierający układy US5, US6 i US9, jest układem dekodera niepełnego – 4/12, realizującego funkcję „1 z 12". W zależności od kombinacji wejść pierwszego dekodera otwierany jest jeden z tranzystorów T1...T4; stan wejść drugiego dekodera otwiera jeden z tranzystorów T5...T16. Zwraca się uwagę na to, że układ US9 – demultiplekser UCY74154, ma wykorzystane wyjścia Q1...Q12, niewykorzystane pozostają wyjścia Q0, Q13...Q15. Jest to konieczne z tego powodu, że przy podaniu na wejścia A...D dekodera stanu „0", wszystkie tranzystory T5...T16 są zamknięte, co powoduje spadek napięcia na wyjściu układu US1 do 0,000 V. Dla przykładu można rozważyć następujący przypadek. Jeżeli na wejściach A, B, E wystąpi stan „1", a na pozostałych będzie stan „0", wówczas dekoder pierwszy otworzy tranzystor T2, dekoder drugi otworzy tranzystor T7, co odpowiada naciśnięciu klawisza „d" z drugiej oktawy klawiatury.

Podczas montażu należy bardzo starannie dobrać rezystory R39...R42 i R44...R47. Rezystancje tych rezystorów w obrębie każdego wzmacniacza scalonego muszą być identyczne. Są to rezystory o wartości 2,2 kΩ. Jest to wartość szeroko stosowana w układach syntezatora, co umożliwia po skompletowaniu elementów potrzebnych do budowy instrumentu, przeprowadzenie drobiazgowej selekcji rezystorów w celu wybrania jednakowych.

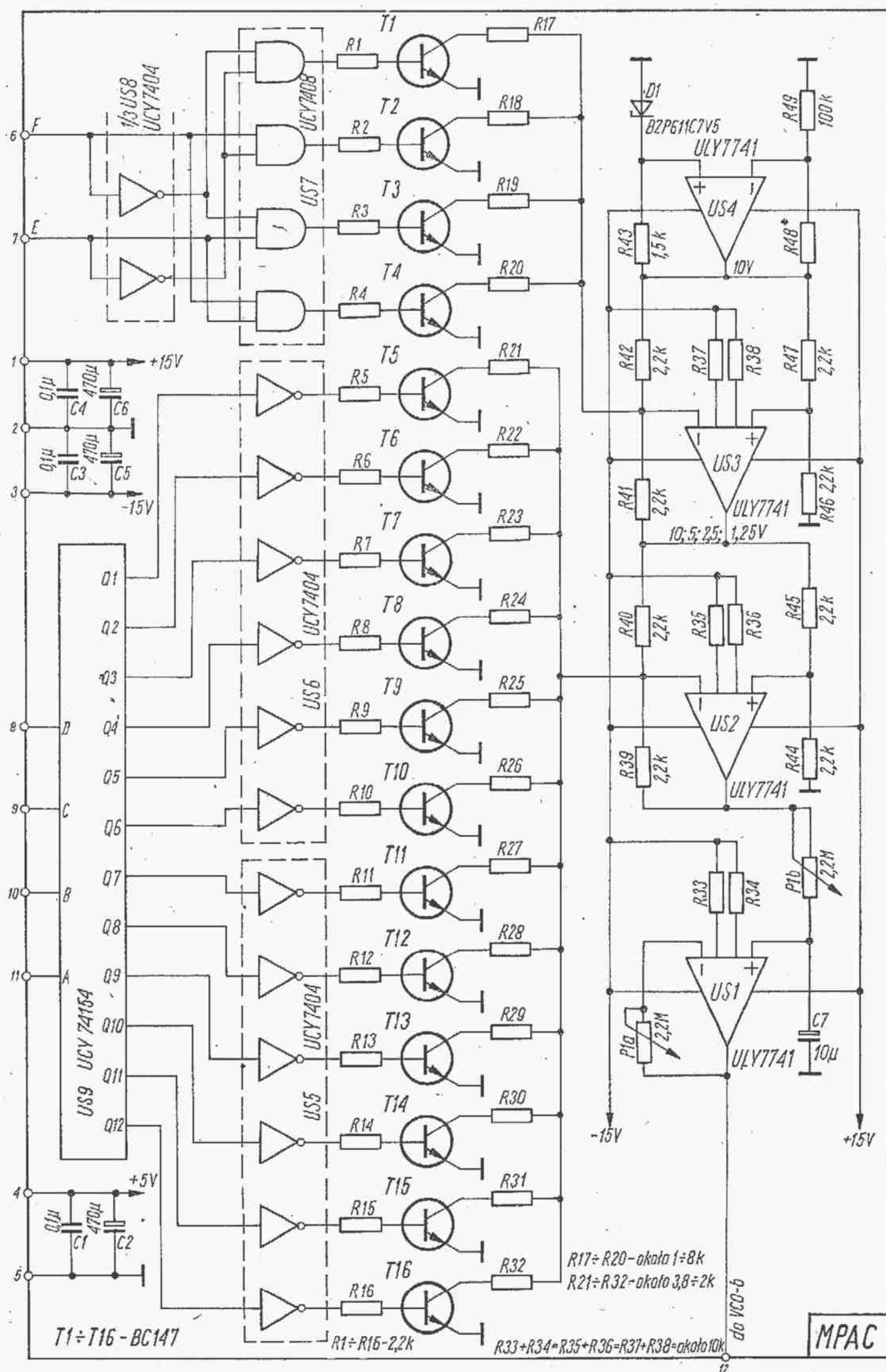
Regulację modułu należy rozpocząć od takiego doboru rezystora R48, aby ustabilizowany termicznie wzmacniacz US4 miał na wyjściu napięcie 10,00 V. Następnie należy tak dobrać rezystory kompensacji napięcia niezrównoważenia R33...R38, aby napięcie na wyjściach układów US3...US1 wynosiło 0,000 V. Ostatnią regulacją jest dobranie rezystorów R17...R32. Rezystory R17...R20 należy dobrać tak, aby przy otwarciu tranzystora T1 napięcie na wyjściu układu US3 wynosiło 1,250 V, przy T2 – 2,500 V, przy T3 – 5,000 V i przy T4 – 10,00 V.

Dobór rezystorów R21...R32 należy poprzedzić dołączeniem do końcówki 12 modułu MPAC, końcówki 4 uruchomionego generatora VCOa. Następnie należy tak dobrać rezystor R21, aby przy otwartych tranzystorach T5 i T4 na wyjściu wzmacniacza US2 pojawiło się napięcie 2,616 V; napięcie o takiej wartości powinno spowodować generację przez moduł VCOa drgań o częstotliwości 4186 Hz (odpowiadającej tonowi c^5). Następnie pozostawiając wysterowany tranzystor T4, należy wysterowywać kolejno tranzystory T6...T16 i tak dobierać rezystory R22...R32, aby dołączony moduł VCOa generował częstotliwości następnych tonów piątej oktawy muzycznej.

Częstotliwość pracy generatora można sprawdzać miernikiem cyfrowym lub na słuch, po włączeniu wyjścia przebiegu sinusoidalnego do wzmacniacza akustycznego.
Częstotliwość każdego półtonu powinna różnić się od sąsiednich o $\sqrt[12]{2} = 1,059463094$.
Posługując się kalkulatorem elektronicznym można ułożyć tabelkę częstotliwości wszystkich 120 półtonów, z jakich składa się skala muzyczna (10 oktaw, w każdej oktawie półtony: c, cis, d, dis, e, f, fis, g, gis, a, ais, h). Ponieważ wartość $\sqrt[12]{2}$ jest przybliżona, należy obliczenia przeprowadzić w obrębie każdej oktawy oddzielnie, przyjmując jako ton podstawowy „a". Tonem podstawowym całej skali muzycznej jest ton $a^1 = 440$ Hz.

Ponieważ tony w każdej oktawie mają częstotliwość dwa razy mniejszą lub większą od sąsiedniej, można łatwo określić częstotliwości tonu „a" wszystkich oktaw: $\underline{A}$–27,5; $\underline{A}$–55 Hz; A–110 Hz; a–220 Hz; a^1–440 Hz; a^2–880 Hz; a^3–1760 Hz; a^4–3520 Hz; a^5–7040 Hz; a^6–14 080 Hz.

Część cyfrowa modułu nie wymaga żadnej regulacji. Na płytę czołową bloku BNS wyprowadzony jest potencjometr P1:

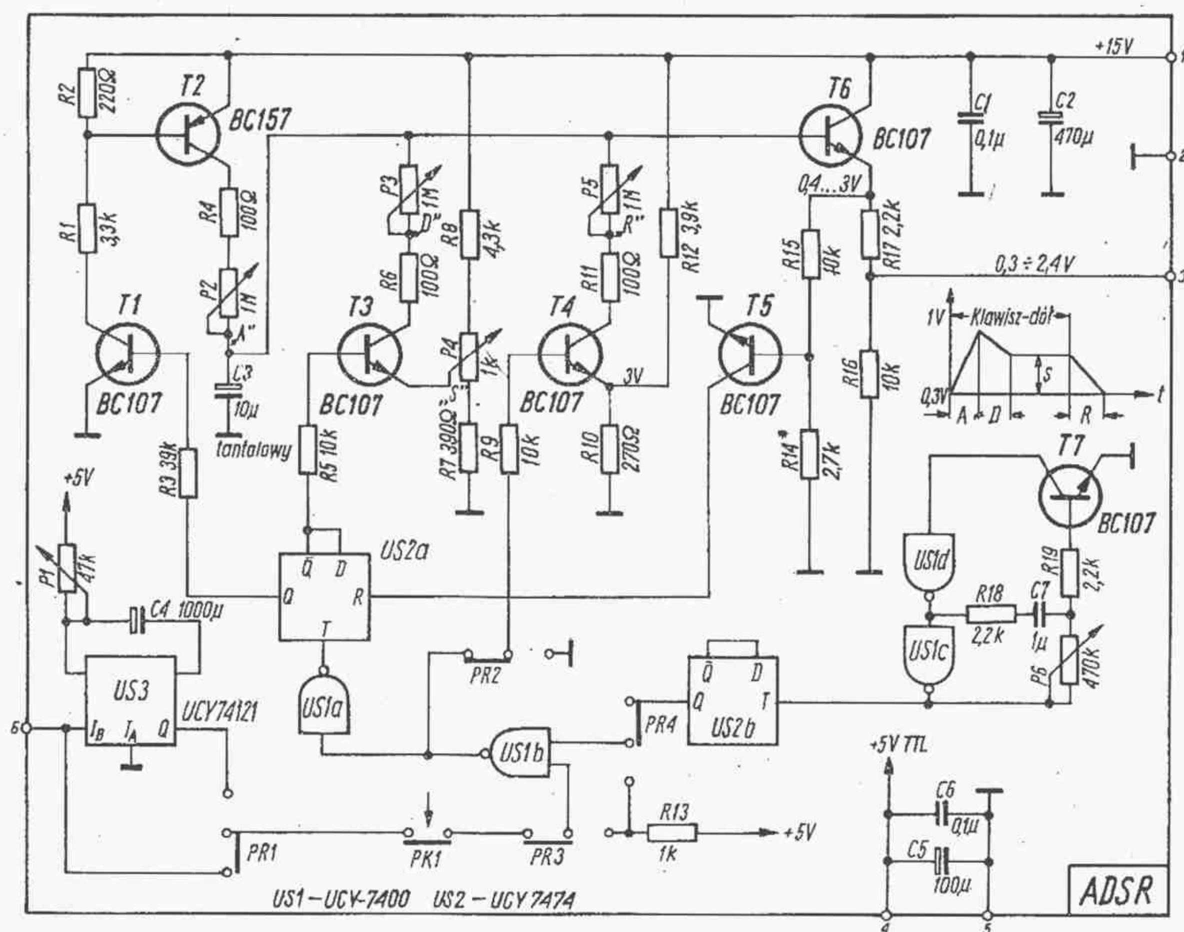


Rys. 10. Schemat modułu przetwornika c/a – MPAC

MODUŁ FORMOWANIA OBWIEDNI DŹWIĘKU – ADSR

Nazwa modułu ADSR, stosowana powszechnie w syntezatorach, pochodzi od czterech angielskich słów określających cały przebieg obwiedni dźwięku. I tak: A – attack, D – decay, S – sustain, R – release. Na schemacie modułu (rys. 11) przedstawiony jest przebieg obwiedni z zaznaczonymi poszczególnymi fazami. Pierwsze trzy fazy (ADS) odnoszą się do pracy układu przy naciśniętym klawiszu; czwarta faza (R) pracy układu następuje po zwolnieniu klawisza.

Układ działa w następujący sposób. Impuls wyzwalający doprowadzany do końcówki 6 modułu powoduje zmianę stanu



Rys. 11. Schemat modułu formowania obwiedni dźwięku – ADSR

przerzutnika US2a i pojawienie się na jego wyjściu Q stanu „1", który to stan uruchamia źródło prądowe z tranzystorami T1, T2 ładujące kondensator C3. Napięcie na kondensatorze C3 steruje tranzystorem T6, z którego pobierane jest napięcie do sterowania modułem VCA. Kondensator C3 ładuje się do momentu, w którym wartość napięcia osiągnie 10 V, powoduje to otwarcie tranzystora T5, a zatem zmianę stanu wyjścia Q na „0" (wskutek połączenia z masą wejścia zerującego R). Ponieważ wyjście Q układu US2a jest ściśle powiązane z wyjściem Q i panują na nich stany odwrotne, przeto w momencie gdy na wyjściu Q pojawi się stan „0", to na $\bar{Q}$ pojawia się stan „1", który otwiera tranzystor T3. Powoduje to rozładowywanie kondensatora C3 przez potencjometr P3, do wartości napięcia panującego na suwaku potencjometru P4. Od tej chwili, do momentu zaniku impulsu wyzwalającego na końcówce 6 modułu, nic się w układzie nie zmienia. Teoretycznie rzecz biorąc, następuje powolne rozładowanie kondensatora C3 wskutek jego upływności oraz prądu bazy tranzystora T6, ale proces ten jest zbyt długotrwały, aby miał jakieś znaczenie.

Zanik impulsu wyzwalającego powoduje otwarcie tranzystora T4 i rozładowywanie kondensatora C3 przez potencjometr P5, aż do napięcia około 3 V, ustalonego dzielnikiem napięcia R10, R12. W tym stanie układ oczekuje na następny impuls wyzwalający. Przy pracy układu sterowanego przez układy pamięciowe lub przy imitowaniu brzmienia, np. pianina, konieczne jest włączenie do wejścia modułu przerzutnika monostabilnego (monoflopu), który reguluje czas trwania impulsu wyzwalającego, uniezależniając go od klawisza lub układów wyzwalania w module MSP. Czas trwania impulsu z monoflopu jest regulowany potencjometrem P1.

W skład modułu wchodzi jeszcze generator składający się z bramek US1c i US1d oraz przerzutnika US2b. Generator ten powoduje cykliczne przerywanie impulsu wyzwalającego (siekanie); ma to na celu imitowanie brzmienia instrumentów szarpanych. Jest możliwa zmiana częstotliwości pracy generatora w stosunku 1:1000. Przerzutnik US2b zmienia impulsowy charakter przebiegów w przebieg prostokątny o wypełnieniu 1:1. Maksymalna częstotliwość pracy generatora wynosi 10...13 Hz i może być regulowana potencjometrem P6.

Przełącznik PR1 służy do wyboru rodzaju wyzwalania. Przełącznik PR2 służy do wyłączania fazy „R" obwiedni, czyli powoduje stałe utrzymywanie dźwięku na poziomie „S". Przełącznik PR3 odcina impulsy wyzwalające, powodując – po włączeniu przełącznikiem PR4 do bramki US1b fali prostokątnej z generatora – pracę modułu ADSR wyzwalaną przebiegiem generatora. Przycisk PK1 służy do ręcznego wyzwalania układu ADSR.

Regulacja modułu ogranicza się do takiego dobrania wartości rezystora R14, aby zerowanie przerzutnika wejściem R następowało w momencie osiągnięcia na kondensatorze C3 napięcia 10 V.

Na płytę czołową modułu wyprowadzono potencjometry P1...P6, oraz przełączniki PR1...PR4 i przycisk PK1.

(Dc. w następnym nrze)

mgr inż. JAN GUZIŃSKI

Zdalne sterowanie przewodowe OTVC Jowisz

OD REDAKCJI

Układ zdalnego sterowania opracowany przez mgr inż. J. Guzińskiego jest poprawny funkcjonalnie i jak wynika z doświadczenia autora, który eksploatuje go od 1,5 roku, zdał egzamin praktyczny. Niemniej uważamy, że takiej przeróbki telewizora może się podjąć tylko doświadczony radioelektronik, zarówno ze względu na niebezpieczeństwo porażenia prądem przy uruchamianiu układu, jak również ze względu na konieczność przestrzegania norm bezpieczeństwa w odniesieniu do wszystkich elementów wchodzących w skład opisywanego układu (transformator, wyłącznik, kabel). Ponadto połączenia przewodowe mogą być w pewnych warunkach źródłem zakłóceń zewnętrznych pracy odbiornika i wówczas wystąpi konieczność ich ekranowania lub stosowania blokady. Dla zapewnienia odpowiedniej niezawodności należy ponadto zwrócić szczególną uwagę na właściwy dobór giętkich kabli i potencjometrów regulacyjnych.

Przede wszystkim trzeba pamiętać o tym, że wszelka przeróbka odbiornika uwalnia producenta od odpowiedzialności za uszkodzenia i grozi utratą gwarancji. Producent może również uchylić się od odpowiedzialności za ewentualny samozapłon powstały już w okresie pogwarancyjnym w przerobionym odbiorniku.

Z drugiej strony o wiele większy komfort bez sygnalizowanych zagrożeń zapewnia układ zdalnego sterowania na podczerwieni, który jest produkowany przez WZT w oparciu o układy scalone MC1024 (nadajnik) i MC1025 (odbiornik) i którego koszt na pewno nie przekracza możliwości wielu radioamatorów. Opis tego układu przedstawimy w jednym z kolejnych numerów.

W większości produkowanych obecnie na świecie nowoczesnych odbiorników telewizyjnych, układy zdalnego sterowania stanowią wyposażenie podstawowe. Stosuje się sterowanie bezprzewodowe, oparte na podczerwieni. W Polsce do tej pory w niektórych odbiornikach istniała możliwość dołączenia przystawek zdalnego sterowania przewodowego, ale obecnie zrezygnowano z tego systemu. Natomiast w odbiornikach telewizji kolorowej, wyższej klasy, przewiduje się stosowanie układów zdalnego sterowania opartych na podczerwieni lub ultradźwiękach. Układy scalone z przeznaczeniem do tych systemów są produkowane w Polsce („Radioelektronik" nr 8/82), ale są one stosunkowo drogie. Dlatego też na przykładzie OTV „Jowisz" zaproponowano tu układ sterowania przewodowego, który mimo, że nie jest rozwiązaniem nowoczesnym, jest za to stosunkowo prosty, oparty na dostępnych elementach i łatwy w montażu.

W założeniu przyjęto, że za pomocą układu można:

- włączać i wyłączać odbiornik z sieci,
- przełączać dwa kanały TV,
- regulować głośność i jasność,
- sygnalizować włączenie do sieci.

Pozostałe regulacje są rzadko używane i można z nich zrezygnować.

Regulacja jasności, choć nieczęsto używana, jest potrzebna, gdyż przy zmianie kanału występuje niewielka zmiana jasności, wynikła prawdopodobnie z różnego poziomu bieli nadajników.

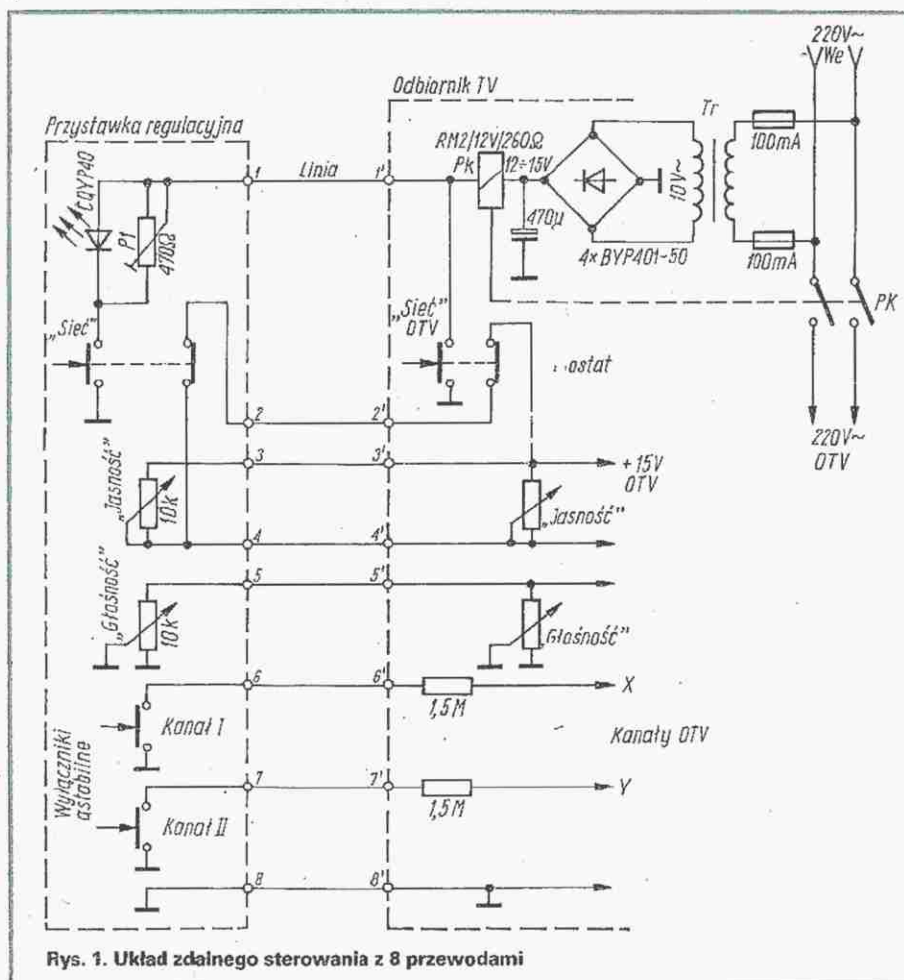
Urządzenie można wykonać w dwóch wersjach, zależnie od tego jakim dysponuje się kablem. Kabel powinien być wielożyłowy, giętki, o dobrej izolacji, jak najcieńszy, a jednocześnie dość mocny.

System oparty na kablu ośmiożyłowym przedstawiono na rysunku 1.

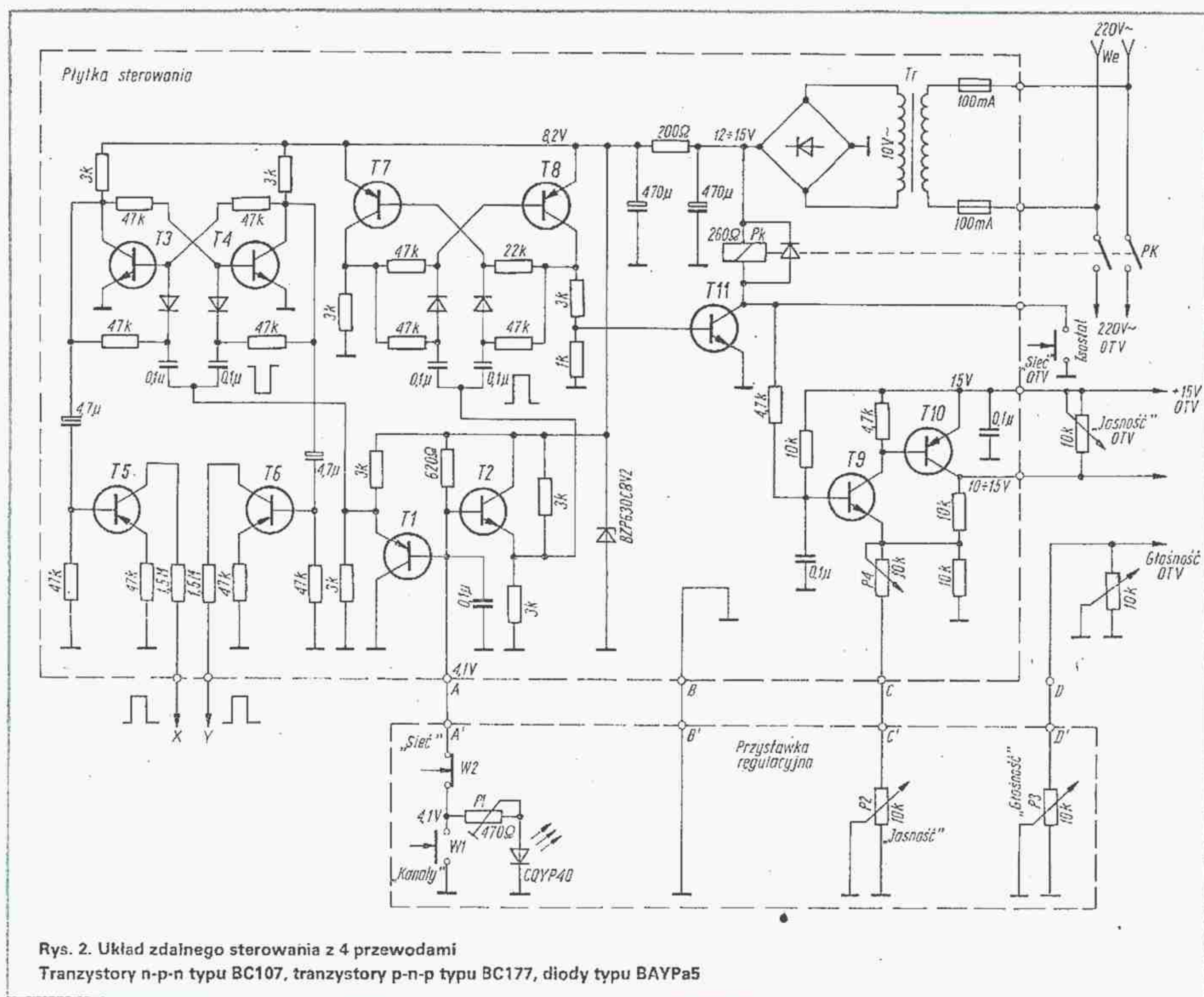
Włączanie i wyłączanie z sieci zrealizowano za pomocą przekaźnika zasilanego z dodatkowego zasilacza. W szereg z przekaźnikiem włączono diodę świecącą, sygnalizującą stan zdalnego włączenia. Potencjometr P1 reguluje jasność świecenia diody.

W OTV „Jowisz" zastosowano niezbyt szczęśliwe rozwiązanie układu wygaszania ekranu po wyłączeniu odbiornika.

Mianowicie, dodatkowe zestyki wyłącznika sieciowego Isostat zwierają przy wyłączaniu potencjometr jasności. W razie awarii tego wyłącznika może więc powstać niebezpieczeństwo porażenia lub poważnego uszkodzenia odbiornika.



Rys. 1. Układ zdalnego sterowania z 8 przewodami



Rys. 2. Układ zdalnego sterowania z 4 przewodami
Tranzystory n-p-n typu BC107, tranzystory p-n-p typu BC177, diody typu BAYPa5

W proponowanym układzie sieć jest włączana tylko przekaźnikiem. Wyłącznik sieciowy i wyłącznik zdalnej regulacji są połączone równolegle, od strony niskiego napięcia. Dodatkowe zestyki obu wyłączników zwierają, przy wyłączaniu sieci, potencjometr jasności.

Zdalne przełączanie kanałów osiągnięto przełączając do masy, przez rezystory 1,5 MΩ, odpowiednie punkty X, Y, w płytce sterowania OTV. Dokładny opis takiego przełączania zamieszczono w numerze 4–5/82 „Re".

Jak już wspomniano, kłopotliwe w tym rozwiązaniu może być zdobycie wielożyłowego kabla o wymaganych parametrach, przy czym może się on okazać zbyt gruby, ciężki i niewygodny w użyciu.

W drugiej wersji opracowano więc układ, który wykonując wszystkie poprzednie funkcje, wymaga jedynie czterech połączeń. Kabel czterożyłowy jest już znacznie cieńszy i łatwiej dostępny.

Schemat układu przedstawiono na rys. 2.

Tranzystory T1 i T2 pracują tu jako selektory impulsów:

T1 – „ujemnych", przy zwarciu wyłącznika W1,

T2 – „dodatnich", przy rozwarciu wyłącznika W2.

Napięcie baz tych tranzystorów dobiera się potencjometrem P1 tak, aby było ono równe połowie napięcia zasilania (4,1 V, wejście „A"). Impulsy „ujemne" wyzwalają pierwszy przerzutnik bistabilny (tranzystory T3, T4), uruchamiając na zmianę tranzystory T5, T6, które zwierają do masy przez rezystory 1,5 MΩ punkty X i Y (jak w układzie poprzednim), powodując sekwencyjną zmianę dwóch kanałów w odbiorniku.

Analogicznie: impulsy „dodatnie" wyzwalają drugi przerzutnik (tranzystory T7, T8), który przez zmianę swego stanu sekwencyjnie uruchamia lub wyłącza tranzystor T11, sterujący przekaźnikiem Pk, spełniającym tu funkcję wyłącznika sieciowego. Przekaźnik może być też uruchamiany niezależnie wyłącznikiem sieciowym Isostat bezpośrednio z odbiornika.

Problem regulacji jasności rozwiązano za pomocą dodatkowego wzmacniacza (tranzystory T9, T10). Napięcie na kolektorze tranzystora T10 jest zależne od położenia suwaka potencjometru P2 (wejście C), znajdującego się w obwodzie emitera tranzystora T9. Zmiana tego napięcia (w zakresie 10 do 15 V) powoduje odpowiednią zmianę jasności ekranu odbiornika.

Napięcie bazy tranzystora T9 ustala się po włączeniu odbiornika, czyli po ustaleniu się napięcia „zerowego" na kolektorze tranzystora T11. Po wyłączeniu odbiornika, napięcie na tym kolektorze wzrasta do napięcia zasilania – około +12 V. Tranzystor T10 nasyca się na krótki okres, tj. do momentu zaniku napięcia +15 V w odbiorniku, zwierając potencjometr jasności. Potencjometrem P4 dobieramy takie wzmocnienie wzmacniacza, aby przy włączonym odbiorniku, przy ustawionej do maksimum regulacji „Jasność" w odbiorniku, uzyskać wymagany zakres regulacji jasności za pomocą potencjometru P2.

Zdalną regulację głośności zrealizowano tak samo, jak w układzie poprzednim,

dołączając równolegle potencjometr P3 do potencjometru „Głośność" w odbiorniku.

Zastosowana tu czerwona dioda świecąca CQYP40, dołączona równolegle do wyłącznika W1, sygnalizuje stan włączenia do sieci. Dioda gaśnie tylko na chwilę w czasie wciśnięcia któregokolwiek z wyłączników T (W1 lub W2), sygnalizując przyjęcie wskazań.

Pudełko przystawki regulacji powinno być wykonane z tworzywa sztucznego, zapewniającego dobrą izolację elektryczną i jednocześnie odpowiednią wytrzymałość mechaniczną (niebezpieczeństwo różnego rodzaju uderzeń, upadków itp.).

Przystawkę połączono kablem z odbiornikiem przez złącze „diodowe" gniazdo-wtyk. Wyjęcie wtyku z gniazda (odłączenie zdalnego sterowania) nie powoduje żadnych zmian w regulacji i wyłączaniu za pomocą własnych manipuladeł odbiornika.

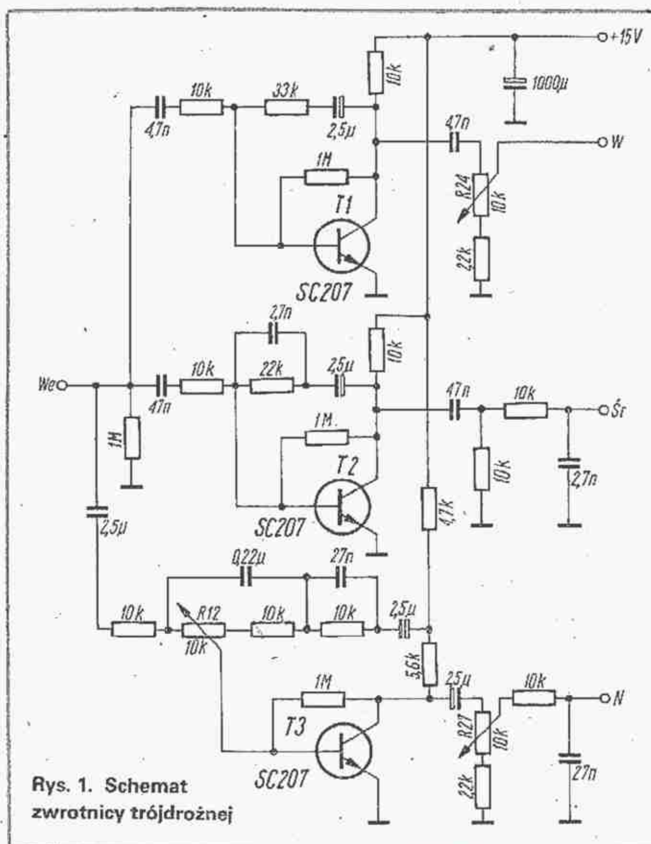
A oto dane podstawowych elementów.

Tr – transformator sieciowy (Uwy≈10 V) od zasilacza kalkulatorka
W1, W2 – wyłączniki astabilne
Pk – przekaźnik typu RM2/12 V/260 Ω lub dowolny z cewką 12 V, dwiema parami zestyków na 2 A i odpowiednią wytrzymałością dielektryczną izolacji
P2, P3 – potencjometry 10 kΩ, logarytmiczne
Zalecane rezystory typu MŁT-0,25 W

Po zmontowaniu elementów i wstępnym uruchomieniu układu na zewnątrz odbiornika, urządzenie montuje się wewnątrz i uruchamia. Należy przy tym zachować szczególną ostrożność, gdyż ingeruje się we wnętrze odbiornika telewizyjnego, gdzie nie tylko można łatwo spowodować jego poważne uszkodzenie, ale również wskutek występujących w nim wysokich napięć, narazić się na porażenie.

Zwrotnica trójdrożna do aktywnego zespołu głośnikowego

W miesięczniku Funkamateur nr 6/1982 jest zamieszczony artykuł A. Fischera o aktywnym zespole głośnikowym niewielkiej mocy, opartym na trzech jednakowych scalonych wzmacniach mocy. Do ich sterowania zastosowano trójdrożną zwrotnicę, której schemat jest przedstawiony na rys. 1. Jak wynika ze schematu, układ zwrotnicy jest prosty i zapewnia poprawne działanie pod warunkiem zastosowania sprawdzonych elementów. Mogą w niej być zastosowane popularne tranzystory krzemowe (BC109, BC108, BC147 i inne podobne).



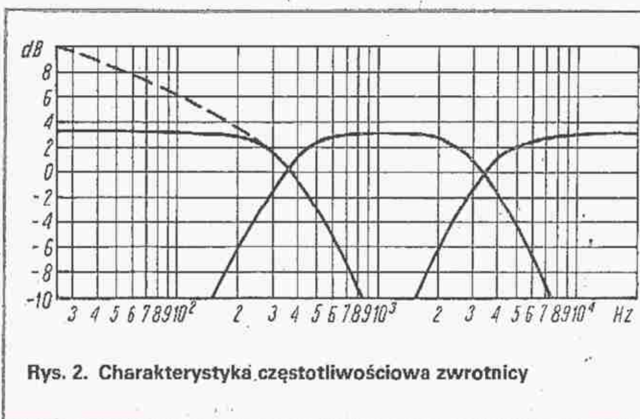
Rys. 1. Schemat zwrotnicy trójdrożnej

Napięcie wejściowe układu nie powinno być większe od 100 mV. Znamionowe wzmocnienie układu wynosi w przybliżeniu 6 dB, a więc na wyjściu można uzyskać napięcie do 200 mV.

Rezystory nastawne R24 i R27 służą do wyrównania poziomu sygnałów w poszczególnych zakresach. W przypadku, gdy zastosowane głośniki różnią się skutecznością, rezystory mogą być wykorzystane do wyrównania poziomu natężenia dźwięku.

Rezystencja wejściowa zwrotnicy ma względnie małą wartość, ok. 3000 Ω. Jest więc konieczne, aby przedwzmacniacz sterujący miał małą rezystencję wyjściową (600 Ω lub mniej). W razie próby powinien być dodany stopień wtórnika emiterowego, dopasowujący wyjście przedwzmacniacza do wejścia zwrotnicy.

Na rysunku 2 przedstawiono charakterystykę częstotliwościową zwrotnicy. Wzmocnienie najmniejszych częstotliwości może być zmieniane w pewnym zakresie rezystorem nastawnym R12 (patrz linia przerywana na rys. 2).



Rys. 2. Charakterystyka częstotliwościowa zwrotnicy

Mała częstotliwość podziału (ok. 350 Hz) między pierwszym i drugim zakresem została wybrana w celu „odciążenia" wzmacniacza mocy pierwszego zakresu. Jest to istotne przy zastosowaniu jednakowych scalonych wzmacniaczy mocy o względnie małej mocy wyjściowej. R.T.

Układ scalony ULY7855N

ZDZISŁAW TKACZYK

W Naukowo-Produkcyjnym Centrum Półprzewodników rozpoczęto produkcję układów czasowych, tzw. timerów o oznaczeniu ULY7855N. Są to odpowiedniki układów: NE555 – Signetics, RC555 – Raytheon, MC1455 – Motorola, LM555C – National Semiconductor, CA555 – RCA, SN72555 – Texas Instr., TDB0555B – Siemens.

Układ scalony ULY7855N jest przeznaczony do zastosowań w wysokostabilnych układach opóźnienia czasowego oraz w generatorach impulsów prostokątnych o regulowanej częstotliwości pracy i współczynniku wypełnienia. Może również pracować w układach kształtowania impulsów, a także jako układ przekształcający sygnał analogowy na cyfrowy i odwrotnie. Układ charakteryzuje się:

- dużą stabilnością temperaturową,
- małym poborem prądu,
- małą wrażliwością na zmiany napięcia zasilania,
- odpornością na zakłócenia,
- dużą obciążalnością wyjścia (200 mA),
- możliwością generowania impulsów o czasie trwania od mikrosekund do godzin.

Układ jest produkowany w obudowie plastykowej z 8 wyprowadzeniami.

Schemat ideowy układu czasowego ULY7855N oraz zasadę jego działania opisano w nrze 4–5/82 przy omawianiu układu 555, którego odpowiednikiem jest układ krajowy ULY7855N.

Parametry dopuszczalne oraz parametry charakterystyczne układu podano w tablicach 1 i 2.

Podstawowe układy pracy przedstawiono na rysunkach 1 i 2.

Inne zastosowania omówiono niżej.

ELEKTRONICZNY KLUCZ TELEGRAFICZNY

Elektroniczny klucz telegraficzny (rys. 3) służy do manipulacji telegraficznej nadajnika lub do nauki znaków Morse'a. Dzięki automatycznej generacji znaków („kropka", „kreska") o ustalonych parametrach, w zależności od położenia dźwigni manipulatora, zmniejsza się wysiłek operatora i poprawia się czytelność znaków wysyłanych przez nadajnik. W położeniu środkowym manipulatora M oba wejścia bramki B1 są odłączone i na jej wyjściu jest stan niski. Bramka B2 pracuje jako inwerter, a więc jej wyjście jest w stanie wysokim. Napięcie wyjściowe bramki B2, przez rezystor P1 i diodę D3, polaryzuje kondensator C2. Napięcie polaryzacji kondensatora C2 dobiera się tak, aby było na poziomie 1/3 U_{CC} lub minimalnie większe. Uzyskuje się wówczas na wyjściu układu czasowego US2 (wyprowadzenie 3) poziom logiczny 0, który wymusza na wyjściu bramki B3 stan wysoki. Spolaryzowana zaporowo dioda D1 separuje wyjście bramki B3 od znajdującego się w stanie niskim wyprowadzenia 7 układu US2.

Ustawiając manipulator M w położenie „kropka" doprowadza się stan niski z wyjścia układu US2 do wejścia bramki B1. Wynikiem tego jest stan niski na wyjściu bramki B2. Następuje rozładowanie kondensatora C2 w obwodzie: P2, R3, wewnętrzny obwód układu US2. Gdy napięcie jest mniejsze niż 1/3 U_{CC}, następuje zmiana stanu układu czasowego. Do stanu wysokiego przechodzi wyjście układu

Parametry dopuszczalne

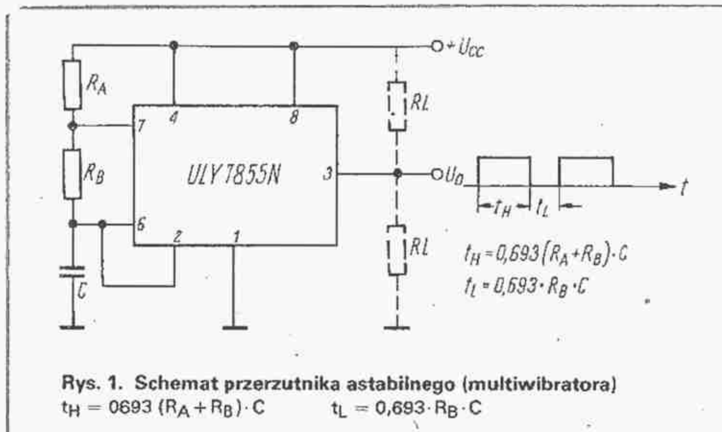
Tablica 1

Oznaczenie parametru	Nazwa parametru	Wartość dopuszczalna min.	max.	Jedn.
U_{CC}	Napięcie zasilania		18	V
I_0	Prąd wyjściowy		0,2	A
P_d	Moc tracona		0,6	W
t_{amb}	Temperatura pracy	0	+70	°C
t_{stg}	Temperatura przechowywania	–55	+125	°C
I_7	Prąd wyprowadzenia 7		0,2	A

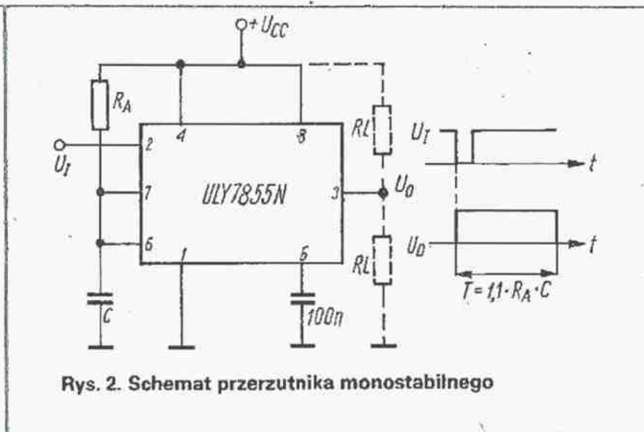
Parametry charakterystyczne

Tablica 2

Nazwa parametru	Oznaczenie parametru	Warunki pomiaru	Wartości parametrów min.	typ.	max.	Jedn.
Napięcie zasilania	U_{CC}		4,5		16	V
Prąd zasilania przy stanie niskim na wyjściu	I_{CCL}	U_{CC} = 5 V, $R_L = \infty$		3	6	mA
		U_{CC} = 15 V, $R_L = \infty$		10	15	mA
Prąd zasilania w stanie wysokim na wyjściu	I_{CCH}	U_{CC} = 5 V, $R_L = \infty$		2		mA
Napięcie zerowania	U_4	U_{CC} = 15 V	0,4	0,7	1,0	V
Prąd zerowania	I_4	U_{CC} = 15 V		0,1		mA
Prąd wyprowadzenia 6	I_6	U_{CC} = 15 V		0,1	0,25	μA
Napięcie wyjściowe w stanie niskim	U_{0L}	U_{CC} = 15 V, I_0 = 10 mA		0,1	0,25	V
		U_{CC} = 15 V, I_0 = 200 mA		2,5		V
		U_{CC} = 5 V, I_0 = 5 mA		0,25	0,35	V
Napięcie wyjściowe w stanie wysokim	U_{0H}	U_{CC} = 15 V, I_0 = 200 mA		12,5		V
		U_{CC} = 5 V, I_0 = 100 mA	2,75	3,3		V
Napięcie na wyprowadzeniu 5	U_5	U_{CC} = 15 V	9,0	10,0	11,0	V
		U_{CC} = 5 V	2,6	3,33	4,0	V
Dokładność wyzwalania przerzutnika monostabilnego		Rys. 1 R_A, R_B = 1...100 kΩ		1		%
Dryft temperaturowy przerzutnika monostabilnego		C = 0,1 μF		50		ppm/°C
Dryft napięcia przerzutnika monostabilnego		U_{CC} = 5...15 V		0,1		
Czas narastania	t_r			100		ns
Czas opadania	t_f			100		ns
Napięcie na wyprowadzeniu 6	U_6	U_{CC} = 5...15 V		$^2/_3\ U_{CC}$		V
Napięcie na wyprowadzeniu 2	U_2	U_{CC} = 5...15 V		$^1/_3\ U_{CC}$		V



Rys. 1. Schemat przerzutnika astabilnego (multiwibratora)
t_H = 0693 $(R_A+R_B)\cdot C$ $t_L = 0,693\cdot R_B\cdot C$



Rys. 2. Schemat przerzutnika monostabilnego

US2 (wyprowadzenie 3) oraz wyprowadzenie 7. Kondensator C2 ładuje się w obwodzie: $+U_{CC}$, R2, D2, R3, P2, masa. Szybkość ładowania kondensatora C2 reguluje się rezystorem P2.

Poziom wysoki z wyjścia US2 zmienia stany bramek B1, B2. Wysokie napięcie z wyjścia bramki B2 nie ładuje kondensatora C2, ponieważ kondensator jest naładowany do wyższego napięcia i dioda D3 jest spolaryzowana zaporowo. Gdy napięcie na kondensatorze C2 przekroczy poziom 2/3 U_{CC}, zmienia się stan pracy układu czasowego US2. Wyjście układu przechodzi do stanu niskiego. Następuje rozładowanie kondensatora C2. Gdy napięcie na kondensatorze C2 będzie mniejsze niż 1/3 U_{CC} cykl powtarza się, jeżeli manipulator M będzie nadal w położeniu „kropka".

Po przełączeniu w położenie „kreska" stan niski z wyjścia układu US2 jest doprowadzany do wejścia bramek B3 i B4. Na wyjściu bramki B4 będzie stan wysoki, który spolaryzuje zaporowo diodę D1. Dioda D3 jest również spolaryzowana zaporowo przez doprowadzone do anody napięcie niskie z wyjścia bramki B2. Kondensator C2 rozładowuje się przez P2, R3 i US2. Gdy kondensator rozładuje się poniżej 1/3 U_{CC} zmienia się stan wyjściowy układu czasowego US2. Stan wysoki jest doprowadzany do bramki B3 i z opóźnieniem (kondensator C1) do bramki B4. To opóźnienie jest niezbędne, aby przełączyć wyjście bramki B3 do stanu niskiego. Katoda diody D1 znajdzie się na potencjale niskim i w wyniku jej przewodzenia zostaje spolaryzowana zaporowo dioda D2, która odłącza rezystor R2 od obwodu ładowania kondensatora C2. Kondensator ładuje się w obwodzie: $+U_{CC}$, R1, P3, R3, P2, masa. Gdy napięcie na kondensatorze C2 przekroczy poziom 2/3 U_{CC} układ czasowy przełączy się i następuje rozładowywanie kondensatora C2 przez P2, R3 i układ US2.

Doboru czasu trwania „kropki" dokonuje się rezystorem P2, a czasu trwania „kreski" – rezystorem P3.

W przedziałach czasowych, gdy na wyjściu układu US2 (wyprowadzenie 3) jest potencjał wysoki, zostaje włączany przekaźnik Pk, którego zestyki sterują nadajnikiem telegraficznym. Jednocześnie wysoki potencjał wyjścia układu US2 powoduje łączenie generatora podsłuchu, który umożliwia kontrolę nadawania.

Funkcję generatora podsłuchu spełnia układ czasowy US3, pracujący jako multiwibrator o częstotliwości rezystorem P4.

MIERNIK POJEMNOŚCI

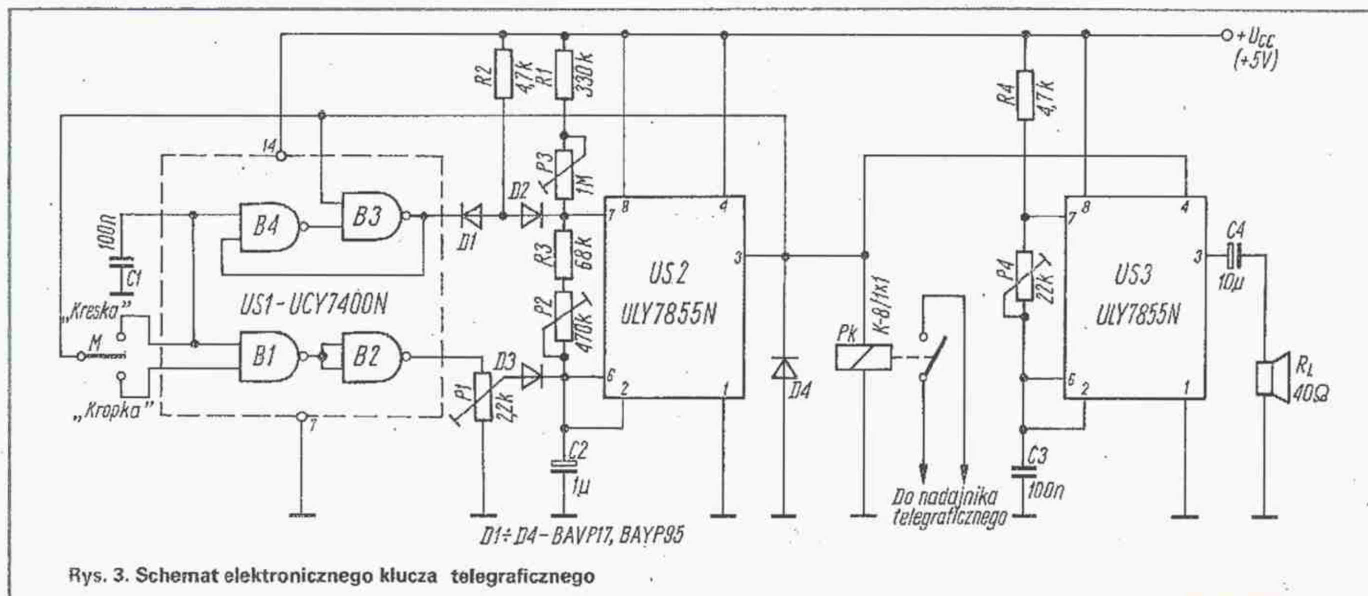
Na rysunku 4 przedstawiono schemat miernika pojemności od 10 pF do 10 μF. Jako wskaźnik wykorzystuje się mikroamperomierz o zakresie 100 μA. Układ elektryczny tworzą dwa układy czasowe.

Układ US1 pracuje jako przerzutnik monostabilny, w którym czas trwania impulsu wyjściowego T1 zależy od mierzonej pojemności Cx oraz odpowiednio od rezystorów R1...R5:

$$T1 = 1,1\cdot Cx\cdot R \qquad R = R1...R5$$

Układ US2 spełnia funkcję multiwibratora o częstotliwości 900 Hz i czasie trwania impulsu $T2 = 0,69\cdot R7\cdot C1$. Częstotliwość reguluje się rezystorem R7.

Impulsy wyjściowe z multiwibratora US2 wyzwalają przerzutnik monostabilny US1. Amplituda impulsu wyjściowego przerzutnika monostabilnego jest ograniczona przez stabilizator D. W ten sposób poziom napięcia, do którego jest ładowany kondensator C2, jest zależny tylko od czasu trwania impulsu z przerzutnika monostabilnego, a więc jest funkcją mierzonej pojemności. Napięcie na kondensatorze C2 jest mierzone woltomierzem utworzonym z mikroamperomierza W i rezystora R10.

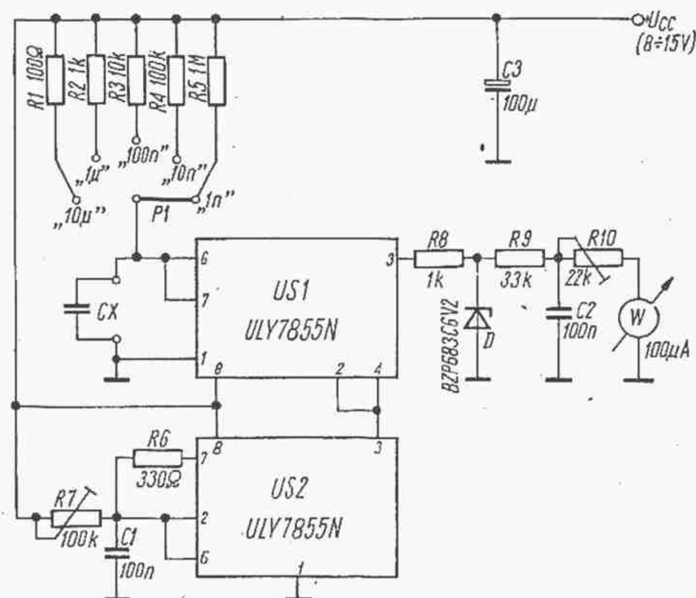


Rys. 3. Schemat elektronicznego klucza telegraficznego

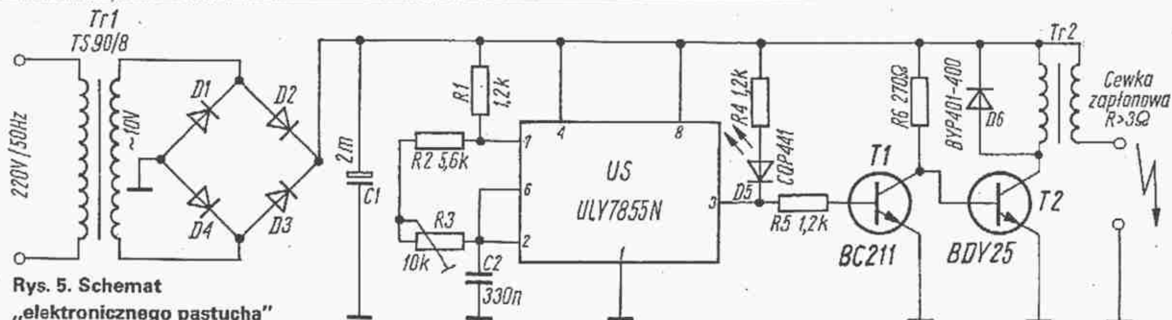
„ELEKTRONICZNY PASTUCH"

Urządzenie (rys. 5) może spełniać funkcję „elektronicznego pastucha". Podstawowym blokiem jest układ czasowy US, pracujący jako multiwibrator. Częstotliwość generacji w przedziale 200...400 Hz można regulować rezystorem R3. Impulsy z wyjścia układu US (wyprowadzenie 3), przez rezystor ograniczający R5, steruje tranzystor T1. Tranzystor T1 przewodzi, gdy na wyjściu US jest stan wysoki. Przewodzący tranzystor T1 zwiera bazę tranzystora T2 do masy i powoduje jego zatkanie. Gdy na wyjściu układu US jest stan niski, tranzystor T1 zostaje zatkany, a tranzystor T2 przewodzi. W uzwojeniu pierwotnym transformatora Tr2 popłynie prąd, a w uzwojeniu wtórnym indukuje się impuls wysokiego napięcia. Funkcję transformatora Tr2 spełnia cewka zapłonowa od samochodu lub motocykla.

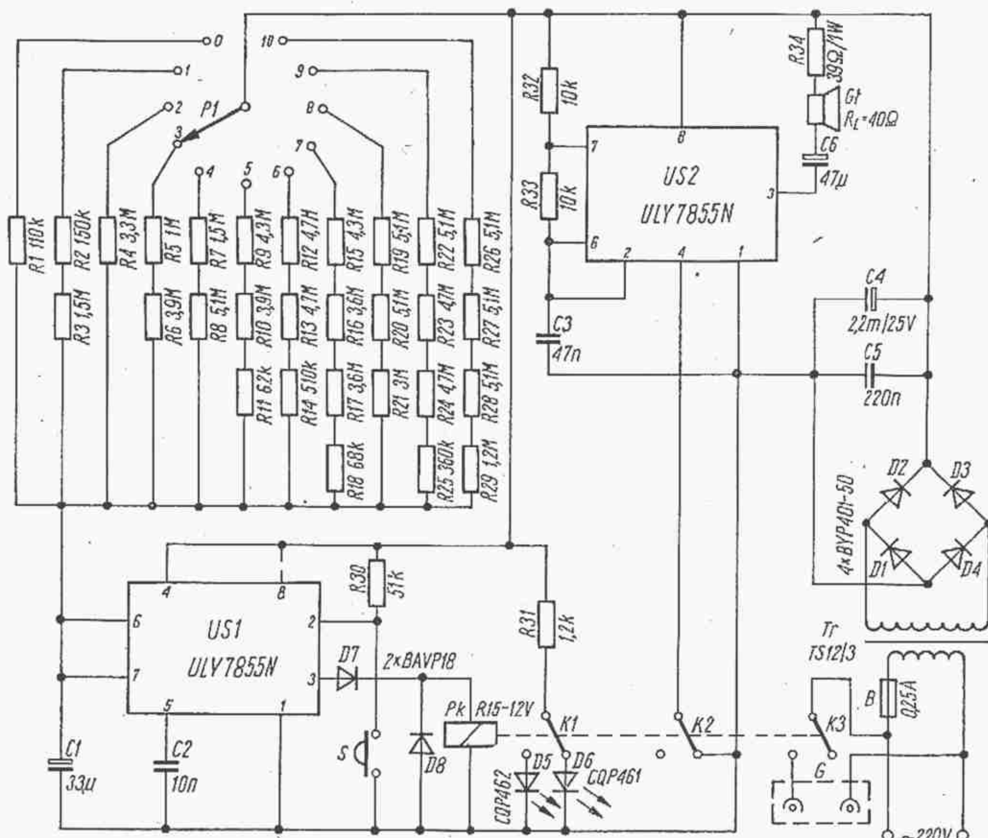
Dioda D5 sygnalizuje pracę urządzenia, a rezystor R4 ogranicza prąd diody. Układ



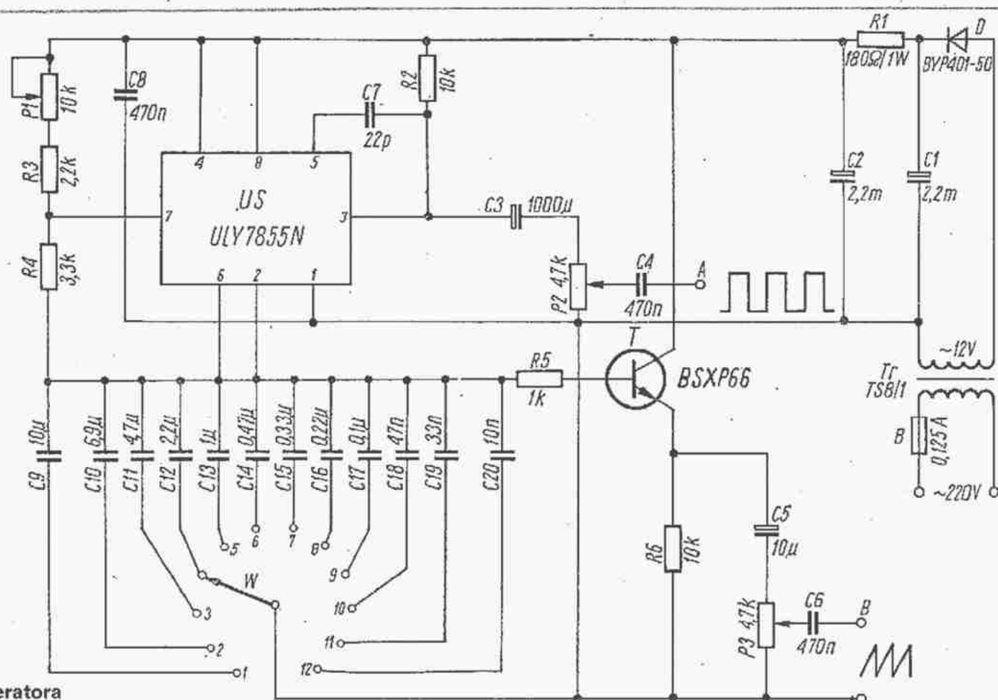
Rys. 4. Schemat miernika pojemności



Rys. 5. Schemat „elektronicznego pastucha"



Rys. 6. Schemat zegara do pracowni fotograficznej



Rys. 7. Schemat generatora

jest zasilany napięciem sieciowym, ale można go zasilać również z akumulatora o napięciu 6...12 V.

ZEGAR DO PRACOWNI FOTOGRAFICZNEJ

Zegar z rysunku 6 odmierza zadane odcinki czasu. Jest to przerzutnik monostabilny, zrealizowany z układu czasowego ULY7855N (US1), generujący impuls napięcia po zwarciu zestyków przycisku S. Czas trwania impulsu określa pojemność kondensatora C1 oraz rezystancja odpowiedniego zestawu rezystorów R1...R29. Przełącznikiem P1 w położeniach 1...10 wybiera się czas trwania, odpowiednio 1...10 minut. W położeniu 0 przełącznika P1 impuls wyjściowy trwa około 4 s i wykorzystuje się go do sprawdzenia poprawności działania zegara.

W czasie generowania impulsu działa przekaźnik Pk. Zestyk K3 włącza zasilanie do gniazda sieciowego G, do którego jest dołączona lampa powiększalnika.

W wyniku zadziałania przekaźnika Pk zostają rozwarte zestyki K2 i układ US2 pracujący w układzie multiwibratora o częstotliwości ok. 1 kHz staje się źródłem sygnału akustycznego umożliwiającego kontrolę pracy zegara. Rezystor R34 ogranicza moc sygnału zasilającego głośnik Gł. Zamiast rezystora R34 i głośnika Gł można zastosować słuchawkę telefoniczną.

Diody świecące D5, D6 sygnalizują stan pracy zegara. W stanie spoczynku świeci się dioda D6, a w stanie roboczym dioda D5. Rezystor R31 ogranicza prąd diod i decyduje o intensywności świecenia. Diody D7, D8 zapobiegają wzbudzaniu się układu US1.

GENERATOR m.cz.

Generator wg rysunku 7 jest źródłem napięcia prostokątnego (wyjście A) i piłokształtnego (wyjście B) o częstotliwościach 7 Hz...16 kHz w 12 zakresach:

1 – 7...10 Hz	7 – 300...560 Hz
2 – 13...25 Hz	8 – 530...900 Hz
3 – 20...40 Hz	9 – 900...1700 Hz
4 – 40...80 Hz	10 – 1,7...3,0 kHz
5 – 90...190 Hz	11 – 3,0...11,0 kHz
6 – 210...460 Hz	12 – 8,0...16,0 kHz

Postawowym blokiem jest multiwibrator zrealizowany w oparciu o układ czasowy US. Przełącznikiem W wybiera się zakres częstotliwości. Potencjometr P1 umożliwia płynną regulację częstotliwości sygnału wyjściowego.

Impulsy prostokątne uzyskuje się na wyjściu układu US (wyprowadzenie 3), a potencjometrem P2 reguluje amplitudę napięcia wyjściowego generatora, od 0 do 14 V.

Do uzyskania napięcia piłokształtnego wykorzystuje się napięcie ładowania wybranego przełącznikiem W kondensatora C9...C20. Napięcie to, przez rezystor R5, steruje wtórnikiem emiterowym (tranzystor T). Potencjometr P3 umożliwia regulację amplitudy napięcia piłokształtnego od 0 do 4 V. Układ jest zasilany napięciem sieciowym. Prostownik jest prostownikiem jednopołówkowym (dioda D). Filtr napięcia wyjściowego stanowi rezystor R1 oraz kondensatory C1, C2, C8.

LITERATURA

1. WT-80 (CEMI) B-131: Układ czasowy ULY7855
2. G.O.W. Fischer: Der grosse Heimelektroniker
3. Amatérské Radio pro Konstruktery nr 2/1982
4. Funkschau nr 2/1979
5. Le Haut Parleur nr 1420

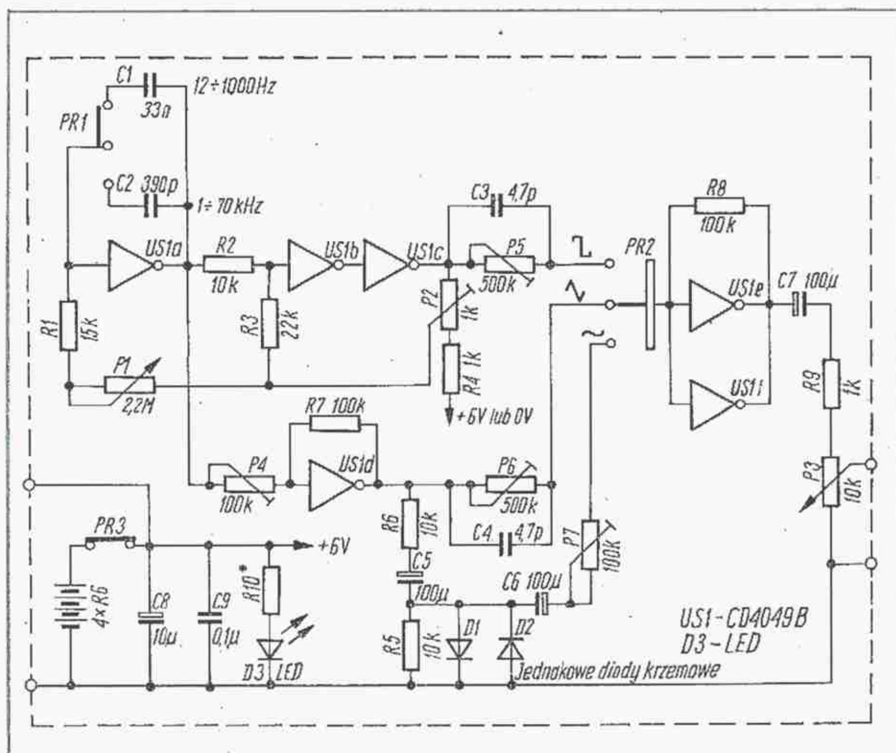
Kieszonkowy generator funkcji

Opisany poniżej generator jest przykładem nietypowego wykorzystania układu cyfrowego CMOS do skonstruowania układu analogowego. Wykorzystuje się w tym przypadku właściwość, że każdy układ cyfrowy ma odcinek liniowy charakterystyki i „poruszając" się w tym odcinku można dany układ zastosować do pełnienia funkcji analogowych.

Generator ma dwa zakresy generowanych częstotliwości: pierwszy od około 10 Hz do około 1 kHz, drugi od około 1 kHz do 70 kHz. Amplituda przebiegów wyjściowych jest regulowana i osiąga maksymalną wartość około 1 V. Układ jest zasilany z czterech ogniw typu R6 lub zasilacza o napięciu 6 V do kalkulatora elektronicznego. Pobór prądu z zasilacza wynosi około 20 mA.

Konstrukcja generatora jest oparta na jednej „kostce" układu scalonego CD4049B zawierającego sześć inwertorów.

Inwertor US1a spełnia funkcję integratora. Częstotliwość drgań generowanych



przez ten układ zależy od rezystancji potencjometru P1 i pojemności kondensatora C1 lub C2, włączanych przełącznikiem PR1. Integrator jest sterowany przez układ przerzutnika Schmitta, utworzony w oparciu o inwertory US1b i US1c. Trójkątny przebieg z integratora jest wzmacniany przez inwertor US1d i doprowadzony do przetwornika diodowego zmieniającego przebieg trójkątny w przebieg zbliżony do sinusoidalnego. Inwertory US1e i US1f pełnią funkcję wzmacniacza wyjściowego. Przełącznikiem PR2 wybiera się kształt przebiegu na wyjściu generatora. Poziom tego przebiegu reguluje potencjometr P3. Regulację generatora rozpoczyna się od ustawienia maksymalnych wartości rezystancji potencjometrów P4...P7. Rezystor R4 dołącza się do „+" zasilania i regulując potencjometrem P2 doprowadza się do symetryzacji przebiegu trójkątnego na wyjściu US1a. Jeżeli uzyskanie symetrii okaże się niemożliwe, rezystor R4 należy przyłączyć do potencjometru „0 V" i kontynuować regulację. Sposób przyłączenia rezystora zależy od właściwości danego egzemplarza układu scalonego; należy pamiętać, że pracuje on w nietypowych warunkach.

Następnie należy tak ustalić rezystancję potencjometru P4, aby przebieg sinusoidalny na kondensatorze C5 był najbardziej zbliżony do „czystej" sinusoidy. Ostatnim etapem regulacji jest takie ustalenie rezystancji potencjometrów P5...P7, aby amplituda przebiegu wyjściowego na kondensatorze C5 wynosiła 1 V.

Generator zmontowany na płytce drukowanej, z elementami RC umieszczonymi pionowo, mieści się wraz z bateriami w pudełku o wymiarach 80×50×20 mm.

Generator może być bardzo pomocny przy naprawianiu sprzętu, a także jest przydatny do testowania kupowanego sprzętu elektroakustycznego, takiego jak: wzmacniacze, kolumny głośnikowe, magnetofony.

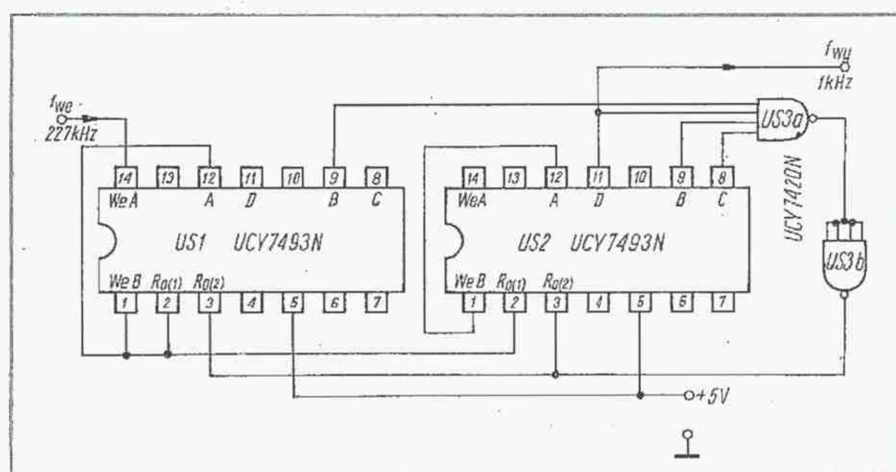
M.G.W.

Uproszczenie dzielnika do odbiornika częstotliwości wzorcowej 227 kHz

AMBROŻY MUSZER

Opisany w nrze 8/82 odbiornik częstotliwości wzorcowej 227 kHz wraz z dzielnikiem częstotliwości o stałym stopniu podziału 1:227 może mieć zastosowanie, np. jako dokładne źródło podstawy czasu w zegarach elektronicznych. Ma przy tym prostą budowę i nie wymaga stosowania trudno dostępnych kwarców.

Układ wytwarzający impulsy wzorcowe o częstotliwości f = 1 kHz można uprościć, stosując dzielnik przedstawiony na rysunku. Jak wynika z przeanalizowania działania układu, w chwili zliczenia 227 impulsów ($227_{10} = 11100011_2$) na wyjściach B pierwszego oraz B C D drugiego licznika występują stany logiczne 1, które są dekodowane przez bramkę US3a. Uzyskany sygnał po odwróceniu jest doprowadzany do wejścia zerującego obu liczników. Do drugich wejść zerujących jest w tej samej chwili doprowadzany stan 1 z wyjścia A pierwszego licznika i następuje wyzerowanie liczników.



Stosując liczniki SN7493 osiągnięto znaczne uproszczenie układu: zamiast 5 układów scalonych i 12 diod zastosowano tylko trzy układy scalone (2×SN7493, 1×SN7420). Czas trwania impulsu wyjściowego (około 0,44 ms) jest wystarczająco długi, dlatego niepotrzebne było stosowanie dodatkowego układu do przedłużenia czasu trwania tego impulsu.

LITERATURA

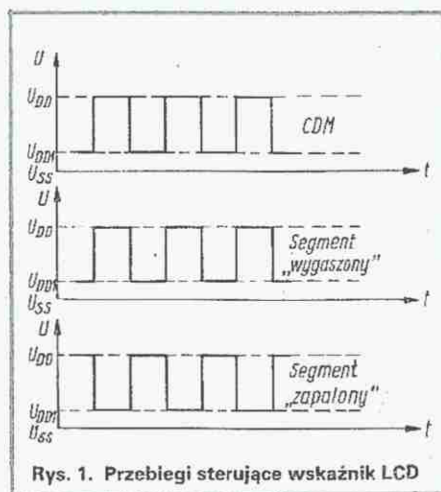
Das TTL Kochbuch Texas Instruments Deutschland GmbH. Sierpień 1980.

Przystosowanie układu zegara MC1203N do wskaźników typu LED

MIECZYSŁAW SIEDLECKI

Opisany w nrze 3/82 krajowy układ zegara MC1203 jest przystosowany do wskaźników ciekłokrystalicznych typu LCD. Wskaźniki te są sterowane napięciem przemiennym 64 Hz. Do wspólnej elektrody (z końcówki COM) jest doprowadzane też napięcie przemienne 64 Hz, traktowane jako napięcie odniesiania.

Segment jest „zapalony", gdy doprowadzany do niego sygnał jest w fazie przeciwnej niż sygnał doprowadzany do elektrody wspólnej. W przypadku doprowadzenia do segmentu sygnału o fazie zgodnej, segment zostaje wygaszony. Sterowanie wskaźnika LCD z układu MC1203N polega więc na zmianie fazy przebiegów sterujących względem przebiegu odniesienia (rys. 1) występującym na końcówce COM. Ze względu na zastosowany sposób sterowania segmentami wskaźnika niemożliwe jest bezpośrednie sterowanie wskaźników typu LED za pomocą układu MC1203. Między wskaźnikami LED a strukturą zegara muszą znaleźć się układy fazoczułe oraz wzmacniacze prądowe.



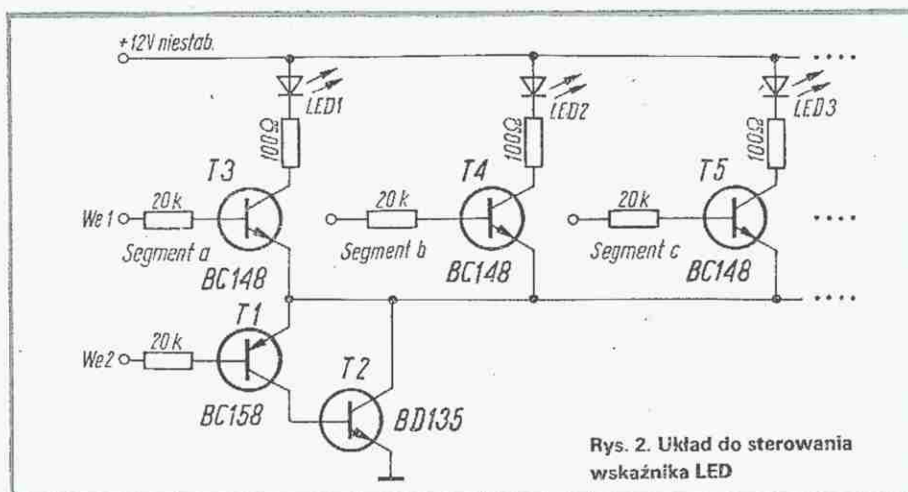
Rys. 1. Przebiegi sterujące wskaźnik LCD

Do tego celu wykorzystano właściwości tranzystorów komplementarnych n-p-n i p-n-p w konfiguracji układu fazoczułego spełniającego jednocześnie funkcję wzmacniacza prądowego. Schemat takiego rozwiązania jest przedstawiony na rysunku 2.

Z analizy pracy układu wynika, że obydwa tranzystory T2 i T3 będą przewodziły tylko wtedy, kiedy do wejścia We1 będzie podany poziom wysoki, a do wejścia We2 poziom niski. Zaświeci się wtedy dioda LED1. We wszystkich innych przypadkach, przynajmniej jeden z tranzystorów T2, T3, będzie zablokowany i dioda LED1 nie będzie się świeciła. W przypadku doprowadzenia do wejść We1 i We2 napięć przemiennych o częstotliwości 64 Hz w przeciwfazie, przez diodę LED1 będzie płynął prąd o częstotliwości 32 Hz. Ze względu na dużą bezwładność oka uzyskuje się złudzenie świecenia ciągłego diody LED.

To proste rozwiązanie zostało zrealizowane w praktyce i umożliwiło wysterowanie w niewielkim stopniu wpływa na jasność świecenia segmentów.

Ponieważ tranzystory T3, T4...itd. nie pracują w nasyceniu, jasność świecenia segmentów zależy od wysterowania tych tranzystorów. Zjawisko to zostało wykorzystane do automatycznej zmiany jasności świecenia wskaźnika w zależności od zewnętrznego oświetlenia zegara.

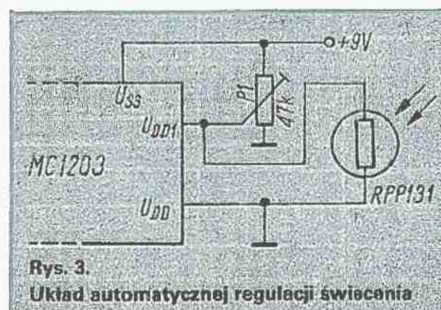


Rys. 2. Układ do sterowania wskaźnika LED

siedmiosegmentowego wyświetlacza typu CQZP12 za pomocą układu scalonego zegara MC1203N.

Tranzystory T3, T4...itd. typu BC148B i tranzystor T2 typu BC158B powinny mieć duży współczynnik wzmocnienia prądowego. Rezystory w bazach tranzystorów T3, T4... itd. powinny zapewniać odpowiednie wysterowanie tych tranzystorów i jednocześnie nie obciążać zbytnio wyjść układu MC1203N.

W tranzystorze T1 wydziela się większa moc, gdyż przepływa przez niego prąd wszystkich świecących się segmentów wyświetlaczy. W praktyce okazało się, że wystarczający jest tranzystor BD135, zaopatrzony w niewielki radiator. W celu zmniejszenia kosztu, napięcie zasilające układ wyświetlaczy jest nie stabilizowane. Zmiana napięcia nie stabilizowanego pod wpływem zmian obciążenia tylko



Rys. 3. Układ automatycznej regulacji świecenia

W przypadku oświetlenia zegara silnym światłem, jasność świecenia segmentów będzie duża, natomiast w ciemności świecenie segmentów będzie osłabiane. Jako element światłoczuły użyto fotorezystora RPP131, który przyłączono między końcówki U_{DD1} i U_{DD} (masę) – rys. 3.

Regulując potencjometr P1 można ustawić optymalny zakres zmian jasności.

SPROSTOWANIA

Dzięki inwencji naszych Czytelników i ponownemu sprawdzeniu wydrukowanych schematów przez Autora, prostujemy poniżej pomyłki na rysunkach.

Nr 3/82 – „Urządzenie do wytwarzania efektów dźwiękowych". Rys. 7 – rezystor korekcyjny ma wartość 1,5 kΩ.

Nr 6/82 – „Dyskotekowy układ iluminacyjny". Rys. 4 – diody Zenera D1 i D2 oraz diody D3 i D4 powinny być połączone ze sobą szeregowo, a nie równolegle.

Nr 7/82 – „Przystawka do gitar i organów elektronicznych". Rys. 2 – jest konieczne dodanie rezystora R9 o wartości 1 kΩ przyłączonego między zacisk 5 i 2 modułu BA, natomiast w rys. 3 emiter tranzystora T17 powinien być przyłączony do masy, a kolektor do rezystora R34; diodę D17 należy odwrócić.

Redakcja

Odbiornik radiofoniczny DANA

Turystyczny odbiornik radiofoniczny DANA produkcji Zakładów Radiowych Unitra-Eltra jest przeznaczony do odbioru programów radiowych emitowanych w zakresach fal długich, średnich i ultrakrótkich.

Znane są trzy wersje odbiorników DANA. Pierwsze odbiorniki miały kondensator obrotowy typu 13.85.10 firmy Ducati. Po zaprzestaniu produkcji tego kondensatora przez firmę Ducati, w odbiornikach zastosowano kondensatory japońskie firmy Toko lub Mitsumi, a następnie produkcji własnej typu 93.1.6.44.21.2 BB. Odbiorniki z kondensatorami Ducati mają wklejone karteczki w komorze baterii z symbolem MOT-728, odbiorniki z kondensatorami japońskimi z symbolem MOT-728–A, a z kondensatorami polskimi z symbolem MOT–728–2.

W ostatniej wersji odbiornika wprowadzono znaczne zmiany układowe w obwodach wejściowych i heterodyny oraz zmieniono nadruk całej płytki. Poszczególne wersje odbiornika różnią się także skalami częstotliwości, a odbiorniki z kondensatorami polskimi również układem napędu skali.

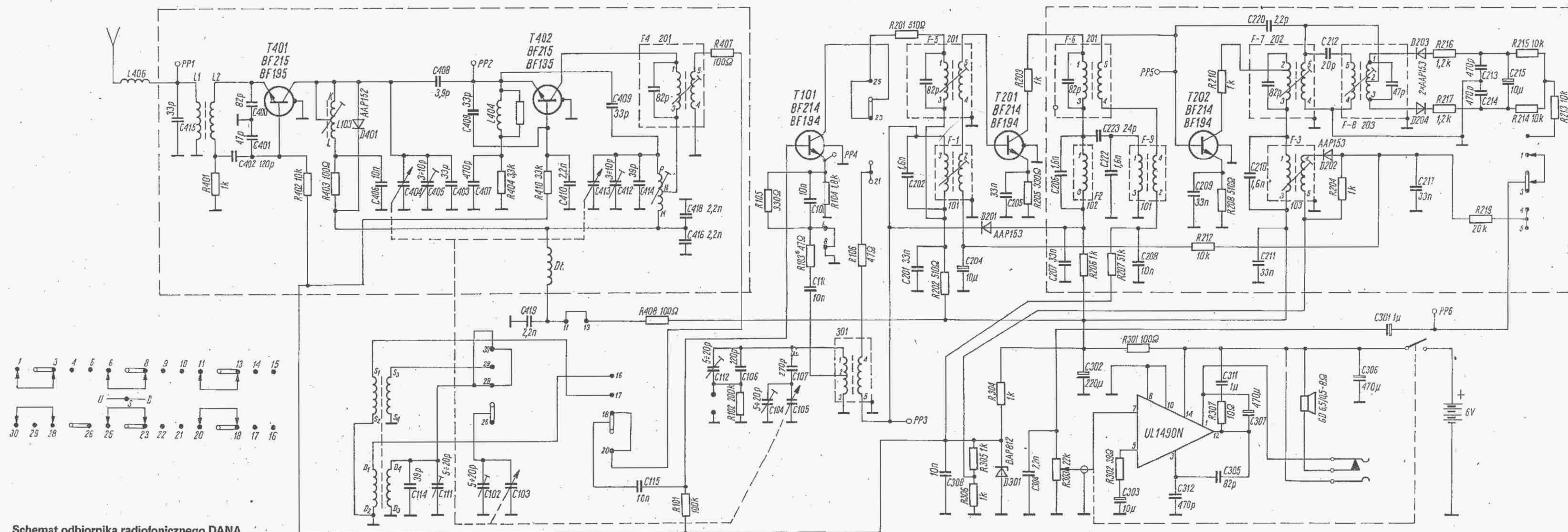
DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:	
– długie	170...285 kHz
– średnie	525...1605 kHz
– ultrakrótkie	64,5...73 MHz
Częstotliwości pośrednie:	
– w torze AM	468 ±2 kHz
– w torze FM	10,7 ±0,1 MHz
Selektywność:	
– w torze AM	S ±9 kHz –18 dB
– w torze FM	S ±0,3 MHz –16 dB
Czułości użytkowe w zakresach fal:	
– długich	2,5 mV/m
– średnich	1,5 mV/m
– ultrakrótkich	15 μV (z anteny zewnętrznej)
Znamionowa moc wyjśc.:	200 mW przy h⩽10%
Zasilanie:	6 V (4 baterie typu R6)
Pobór prądu z baterii:	
– przy znamionowej mocy wyjściowej	I⩽80 mA
– prąd spoczynkowy	Io≅10 mA

Indukowany w antenie teleskopowej sygnał FM jest doprowadzony do emitera tranzystora T401 pracującego w układzie wzmacniacza w.cz. Obwód wejściowy wzmacniacza jest aperiodyczny, a obwód wyjściowy przestrajany (kondensatorem C104). Równolegle do obwodu wyjściowego wzmacniacza jest dołączona dioda tłumiąca D401, która zabezpiecza mieszacz przed przesterowaniem.
Po wzmocnieniu, sygnał w.cz. jest doprowadzany przez kondensator C408 do emitera tranzystora T402 pracującego w układzie mieszacza samodrgającego. Do emitera tranzystora T402 jest przyłączony także obwód rezonansowy oscylatora składający się z elementów L405, C414, C412, C413 (kondensator przestrajający) oraz eliminator pośr.cz. FM zrealizowany z elementów L404, C407 i R404.
Sygnał pośr.cz. FM jest wzmacniany przez trzystopniowy wzmacniacz zrealizowany z tranzystorami T101, T202 i T203. Wymaganą selektywność w torze FM zapewniają filtry F4 i F8. Demodulacja sygnału FM odbywa się w układzie z diodami D203 i D204 (detektor stosunkowy).
Do wzmocnienia sygnału m.cz. wykorzystano układ scalony UL1490N. O czułości wzmacniacza decyduje rezystor R302, a pasmie przenoszonych częstotliwości – kondensatory C312 i C305.

Obwody wejściowe fal długich i średnich, umieszczone na pręcie ferrytowym, są przestrajane za pomocą kondensatora obrotowego C103. W pierwszym stopniu toru AM pracuje tranzystor T101. Pracuje on w układzie mieszacza samodrgającego. Sygnały AM po przemianie są wzmacniane w dwustopniowym wzmacniaczu pośr.cz. AM zrealizowanym z tranzystorami T201 i T202. Dioda D202 pracuje w układzie detektora. Pierwszy stopień wzmocnienia pośr.cz. jet objęty automatyczną regulacją wzmocnienia. Działanie ARW polega na tłumieniu filtru F1 rezystancją dynamiczną diody D201 oraz na zmianie punktu pracy tranzystora T201 powodowanej zmianami napięcia pobieranego z detektora AM przez filtr dolnoprzepustowy składający się z elementów R212, C204. W miarę wzrostu sygnału z anteny, napięcie polaryzujące diodę D201 zmienia swą wartość i kierunek. Przy braku sygnału dioda jest spolaryzowana zaporowo napięciem 0,5 V.
W obwodach zasilania odbiornika zastosowano diodę Zenera D301, stabilizującą napięcie polaryzujące bazy tranzystorów pracujących w głowicy FM oraz napięcie zasilające układy, od których zależy stabilna praca odbiornika.
Odbiornik jest wyposażony w gniazdo słuchawkowe.

Z.B.



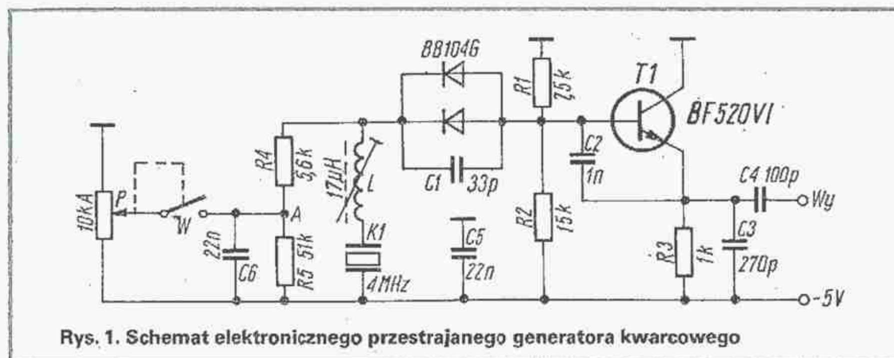
Schemat odbiornika radiofonicznego DANA

mgr inż. MIROSŁAW SADOWSKI SP5GNI

Elektronicznie przestrajany generator kwarcowy

Generator stanowi modyfikację układu opisanego w artykule pt. „Cyfrowa synteza częstotliwości w radiotelefonie UKF-FM" („Re" nr 3/81). Umożliwia on płynne przestrajanie częstotliwości pracy radiotelefonu z syntezerem, dzięki czemu urządzenie to można wykorzystać np. do odbioru lub nadawania telegrafii w dolnej części pasma „dwumetrowego". Układ może mieć inne zastosowanie (także dla innych częstotliwości pracy) i może być przykładem rozwiązania zdalnego przestrajania generatora kwarcowego w stosunkowo szerokim zakresie częstotliwości (10^{-4}).

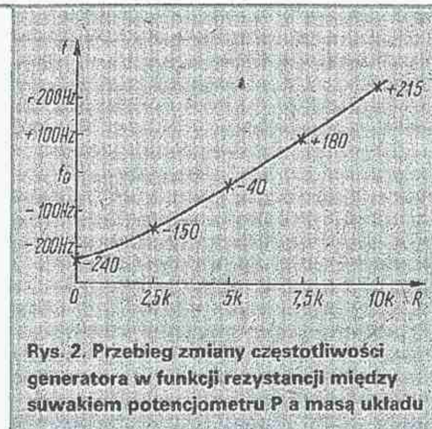
Generator stanowi typowy układ Colpittsa z elementami reaktancyjnymi włączonymi szeregowo z rezonatorem kwarcowym (rys. 1). Cewka L z wkręcanym rdzeniem ferrytowym służy do ustawiania znamionowej częstotliwości generatora f_0 = 4 000 000 Hz dla pracy nie przestrajanej (wyłącznik W rozwarty). W tym przypadku obie sekcje diody pojemnościowej typu BB104G przewodzą*; napięcie stałe w punkcie A wynosi około –2,5 V. Po zwarciu wyłącznika W można ustawić suwak potencjometru P w takim położeniu (w przybliżeniu środkowym), aby napięcie w punkcie A wynosiło również –2,5 V. Wtedy częstotliwość drgań generatora będzie równa F_0. W skrajnym położeniu, gdy suwak potencjometru P dołączymy do –5 V, prąd płynący przez diody pojemnościowe zwiększy się. Wskutek tego sumaryczna pojemność dwójnika sprzęgającego wzrośnie, natomiast częstotliwość drgań generatora będzie mniejsza od f_0.



Rys. 1. Schemat elektronicznego przestrajanego generatora kwarcowego

Jeśli suwak potencjometru znajdzie się w położeniu przeciwnym (0 V), to diody pojemnościowe zostaną spolaryzowane zaporowo, ich pojemność będzie minimalna, a częstotliwość maksymalna. Wpływ rezystancji przewodzących diod jest w tym układzie bez znaczenia.

Wykres zmian częstotliwości sygnału wyjściowego f w funkcji rezystancji między suwakiem potencjometru P a masą przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Przebieg zmiany częstotliwości generatora w funkcji rezystancji między suwakiem potencjometru P a masą układu

Napięcie wyjściowe generatora podczas przestrajania zmienia się w zakresie od 1,5 do 2,2 V. Indukcyjność L należy dobrać eksperymentalnie dla danego egzemplarza rezonatora (niekiedy może okazać się zbędna).

W przypadku zastosowania opisywanego generatora z rezonatorem kwarcowym 4 MHz do radiotelefonu z syntezerem, należy pamiętać o zmianie wyjścia układu scalonego US3 (UCY7493) z QB na QD (por. str. 55 „Re" 3/81).

* Od Redakcji. W typowych zastosowaniach diody pojemnościowe są polaryzowane zaporowo, aby uzyskać dużą rezystancję wewnętrzną tych elementów. W opisywanym układzie diody są spolaryzowane w kierunku przewodzenia. Wewnętrzna rezystancja nie jest w tym przypadku szkodliwa.

KSIĄŻKI NADESŁANE DO REDAKCJI

TELEWIZJA W PYTANIACH I ODPOWIEDZIACH – J. Chabłowski, W. Skulimowski. WNT. Warszawa 1982 r. Wyd. 2 uaktualnione. Str. 210. Cena 120 zł.

Książka wyjaśnia w przystępny sposób, w formie pytań i odpowiedzi, budowę i eksploatację odbiornika telewizyjnego. Omawia zasady fizyczne telewizji, telewizyjny ośrodek studyjny, nadajniki telewizyjne oraz sieć nadawczą, telewizyjną sieć transmisyjną.

Podaje typowe uszkodzenia odbiorników telewizyjnych. Wyjaśnia działanie telewizji kolorowej i telewizji użytkowej.

Książka jest przeznaczona dla szerokiego kręgu czytelników – techników i inżynierów różnych specjalności oraz dla uczniów szkół technicznych o kierunku „telewizja".

ELEKTRONIKA W PYTANIACH I ODPOWIEDZIACH – J. Chabłowski, W. Skulimowski. WNT. Warszawa 1982 r. Wyd. 2 uaktualnione. Str. 270. Cena 180 zł

W książce tej, podobnie jak w wyżej wymienionej, w formie pytań i odpowiedzi zawarto całokształt zagadnień związanych z elektroniką. Omówiono podstawy fizyczne, elementy i układy elektroniczne oraz ich zastosowanie.

Odbiorcy: inżynierowie i technicy różnych specjalności oraz uczniowie szkół technicznych.

Redakcja nie prowadzi sprzedaży książek.

Przegląd analogowych układów scalonych produkcji ZSRR – Część I

MIECZYSŁAW KRĘCIEJEWSKI

W artykule dokonano przeglądu wybranych analogowych monolitycznych układów scalonych produkcji radzieckiej oraz podano przykłady ich zastosowań. Przedstawiono je w trzech grupach tematycznych:

- **wzmacniacze różnicowe**
- **wzmacniacze operacyjne**
- **stabilizatory napięcia.**

Parametry układów są we wszystkich przypadkach określane dla temperatury otoczenia równej 25°C.

Od Redakcji
Z powodu trudności poligraficznych (brak czcionki alfabetu rosyjskiego) wszystkie typy układów scalonych podane w tekście i w tablicach mają oznaczenia polskie.

OBUDOWY*

Obudowy radzieckich układów scalonych są oznaczane kodem cyfrowym. Pierwsze trzy cyfry określają kształt i rozmiary. W zależności od kształtu i sposobu montażu wyprowadzeń, obudowy zostały podzielone na cztery grupy (tablica 1). Pierwsza cyfra decyduje o przynależności do jednej z tych grup, natomiast dwie następne (z zakresu 01...99) stanowią numer w szeregu typowych rozmiarów. W dalszej części kodu, po kropce, występuje liczba równa liczbie wyprowadzeń układu scalonego, a po myślniku numer modyfikacji obudowy.

Tablica 1

Sposób montażu wyprowadzeń w zależności od rodzaju obudowy

Oznaczenie obudowy	Kształt obudowy	Montaż wyprowadzeń
1	prostokątna	z podstawy, prostopadle do niej
2	prostokątna	z boku obudowy, prostopadle do podstawy
3	okrągła	z podstawy prostopadle do niej
4	prostokątna	w płaszczyźnie obudowy

W tablicy 2 zestawiono obudowy stosowane w przypadku układów analogowych oraz typy zamykanych w nich mikroukładów. Pierwsze wyprowadzenie układu (końcówka 1) zawsze jest oznaczone – albo jest krótsze od innych albo w pobliżu znajduje się znak (kropka, wycięcie itp.).

OZNACZENIA

Oznaczenia układów wyprodukowanych po 1974 r. składają się z trzech części.

Pierwsza część – trzy cyfry – oznacza numer serii. Pierwsza z tych cyfr określa rodzaj układu zgodnie z następującym kodem:

1, 5 – układ półprzewodnikowy
2, 4, 8 – układ hybrydowy
3 – układ warstwowy
7 – układ bez obudowy (przeznaczony do montowania w układach hybrydowych).

* Obudowy są przedmiotem radzieckiej normy GOST 17467-72.

Następne dwie cyfry (00...99) stanowią numer porządkowy serii.

Druga część – dwie litery – określa funkcjonalne przeznaczenie układu. W tablicy 3 zestawiono oznaczenia literowe układów analogowych stosowane do 1974 r. i obecnie (od 1974 r.).

Trzecia część – numer porządkowy – odróżnia układy o tym samym oznaczeniu funkcjonalnym w danej serii.

Często na końcu oznaczenia występuje litera. Wskazuje ona na to, że układy danego typu są podzielone na grupy różniące się pewnymi parametrami.

W przypadku układów przeznaczonych do zastosowań przemysłowych i powszechnego użytku, na początku oznaczenia występuje litera K.

Tablica 2

Zestawienie typów mikroukładów zamykanych w różnych obudowach

Umowne oznaczenie mikroukładu	Umowne oznaczenie obudowy
K140UD1, K140UD2, K140UD5, K140UD9	301.12–1
K140UD6, K140UD7, K140UD8, K140UD12, K167UN3, K544UD1, K544UD2	301.8–2
K174UN3, K174UN5, K174UN7, K174UN8, K174UN9	238.12–1
K118UD1, K118UN1, K118UN2, K174UR1, K174UR2	201.14–6
K553UD1, K553UD2, K157UN1, K157XA1, K157XA2	201.14–1
K174UR2	238.16–4
K284UD1, K284UD2	151.15–4
K148UN1	311.8–2
K123UN1	401.14–1
K175UW1, K175UW2, K175UW3, K175UW4, K198UT1, K198UN1	401.14–4
K142EN1, K142EN2	402.16–2
K2US371, K2US372, K2US373, K2US375, K2ŻA371, K2ŻA372, K2ŻA373, K2ŻA375, K2ŻA376	Kulomb*
K148UN2	311.10–1
K224UN16	422.12–1
K224UN17	426.18–1

*Nie odpowiada normie GOST 17467–72

Tablica 3

Oznaczenia literowe układów scalonych

	Rodzaj układu[1]	Oznaczenie literowe do 1974	Oznaczenie literowe od 1974
Układy scalone wzmacniające	Wzmacniacz w.cz.[2]	–	UW
	Wzmacniacz p.cz.[2]	–	UR
	Wzmacniacz m.cz.[2]	–	UN
	Wzmacniacz impulsowy[2]	UJ	UJ
	Wzmacniacz prądu stałego[2]	UT	UT
	Wtórnik napięciowy	UE	UE
	Wzmacniacz wizji	UB	–
	Wzmacniacz sygnałów sinusoidalnych[3]	US	–
	Wzmacniacz różnicowy lub operacyjny[2]	–	UD
	Inne	–	UP
Układy scalone do zastosowań w zasilaczach	Układy prostownicze	–	EW
	Układy przekształcające	–	EM
	Stabilizatory napięcia	–	EN
	Stabilizatory prądu	–	ET
	Inne	–	EP

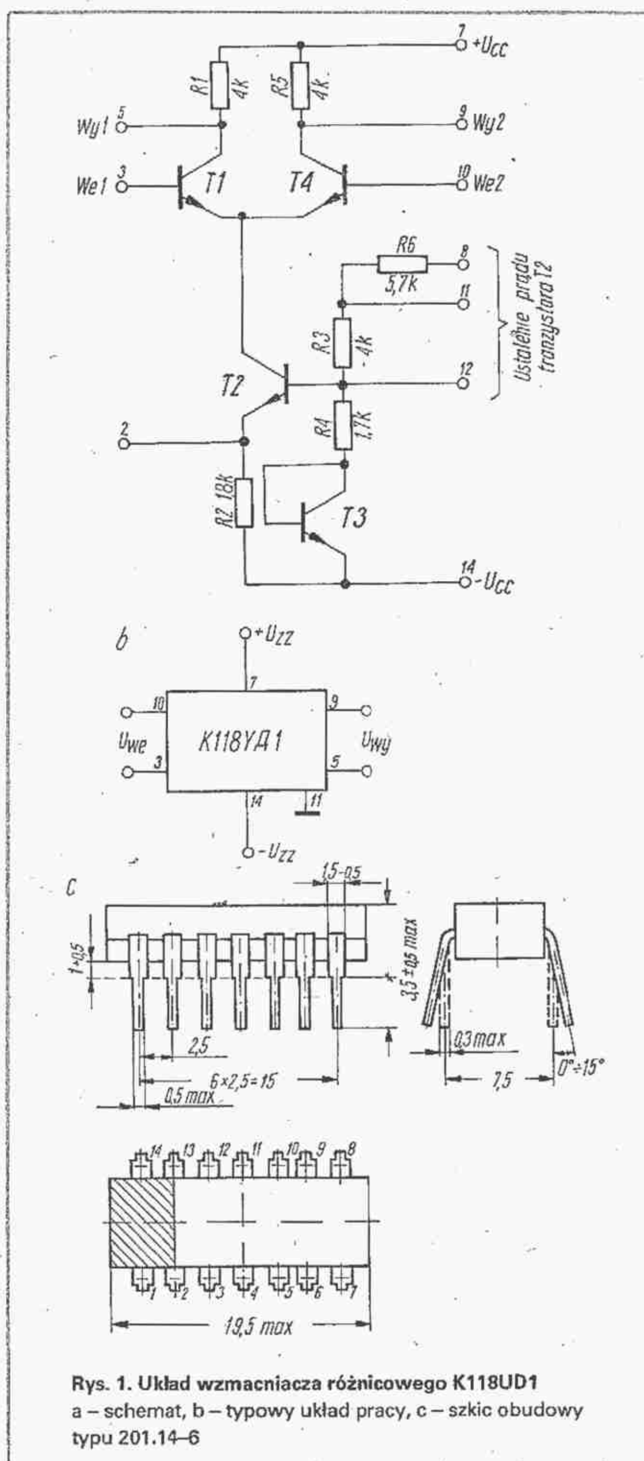
[1] pełny opis kodu podaje norma GOST 18682–73
[2] wzmacniacze napięciowe lub mocy (w tym niskoszumne)
[3] niezależne od zakresu częstotliwości

WZMACNIACZE RÓŻNICOWE

Poniżej przedstawiono pięć typów wybranych wzmacniaczy różnicowych. Oprócz schematów i podstawowych parametrów podano typowe układy zastosowań opracowane przez producenta. Przedstawione w tablicach parametry charakterystyczne są określone przy zasilaniu układu napięciem nominalnym. We wszystkich przypadkach tolerancja tego napięcia wynosi ±10%.

Układ scalony K118UD1

Schemat układu przedstawiono na rys. 1a. Jest to jednostopniowy wzmacniacz różnicowy z tranzystorami T1 i T4. Tranzystor T2 pełni funkcję źródła prądowego zasilającego parę różnicową.



Rys. 1. Układ wzmacniacza różnicowego K118UD1
a – schemat, b – typowy układ pracy, c – szkic obudowy typu 201.14–6

Tablica 4

Parametry elektryczne układu K118UD1

	Parametr		K118UD1A	K118UD1B	K118UD1W
Parametry graniczne	Napięcie zasilania $+U_{CC}$	V	2,7...4,4	2,7...6,9	2,7...6,9
	(wartość nominalna)		(4)	(6,3)	(6,3)
	$-U_{CC}$	V	–4,4...–2,7	–6,9...–2,7	–6,9...–2,7
	(wartość nominalna)		(–4)	(–6,3)	(–6,3)
	Napięcia na dowolnym wejściu przy drugim uziemionym	V	–2...1	–3...1	–3...1
	Napięcie sumacyjne	V	–2...2	–3...3	–3...3
	Maks. prąd zasilania na wyprowadzeniu 14	mA	2	2,5	2,5
Parametry charakterystyczne	Napięcie niezrównoważenia	mV	±5	±5	±10
	Współczynnik cieplny napięcia niezrównoważenia	µV/°C	±30	±30	±50
	Prąd polaryzacji	µA	10	10	20
	Prąd niezrównoważenia	µA	±2	±2	±4
	Współczynnik wzmocnienia* (f = 12 kHz)		15	22	22
	(f = 5 MHz)		5	8	8
	Zakres regulacji współczynnika wzmocnienia	%	–30...45	–30...45	–30...45
	Współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego	dB	60	60	60
	Rezystancja wejściowa	kΩ	6	6	3
	Rezystancja wyjściowa	kΩ	3...7	3...7	3...7

* Przy połączeniu, jak na rys. 2b, wyjściu niesymetrycznym i nominalnym napięciu zasilania

Wzmocnienie wzmacniacza różnicowego jest wprost proporcjonalne do wydajności źródła prądowego. W omawianym układzie prąd źródła (prąd kolektora tranzystora T2) można regulować wykorzystując sieć rezystorów R3, R4, R6. W tym celu należy w odpowiedni sposób połączyć wyprowadzenia 8, 11, 12 (do masy lub do U_{CC}).

Typowy układ połączeń przedstawiono na rysunku 1b.

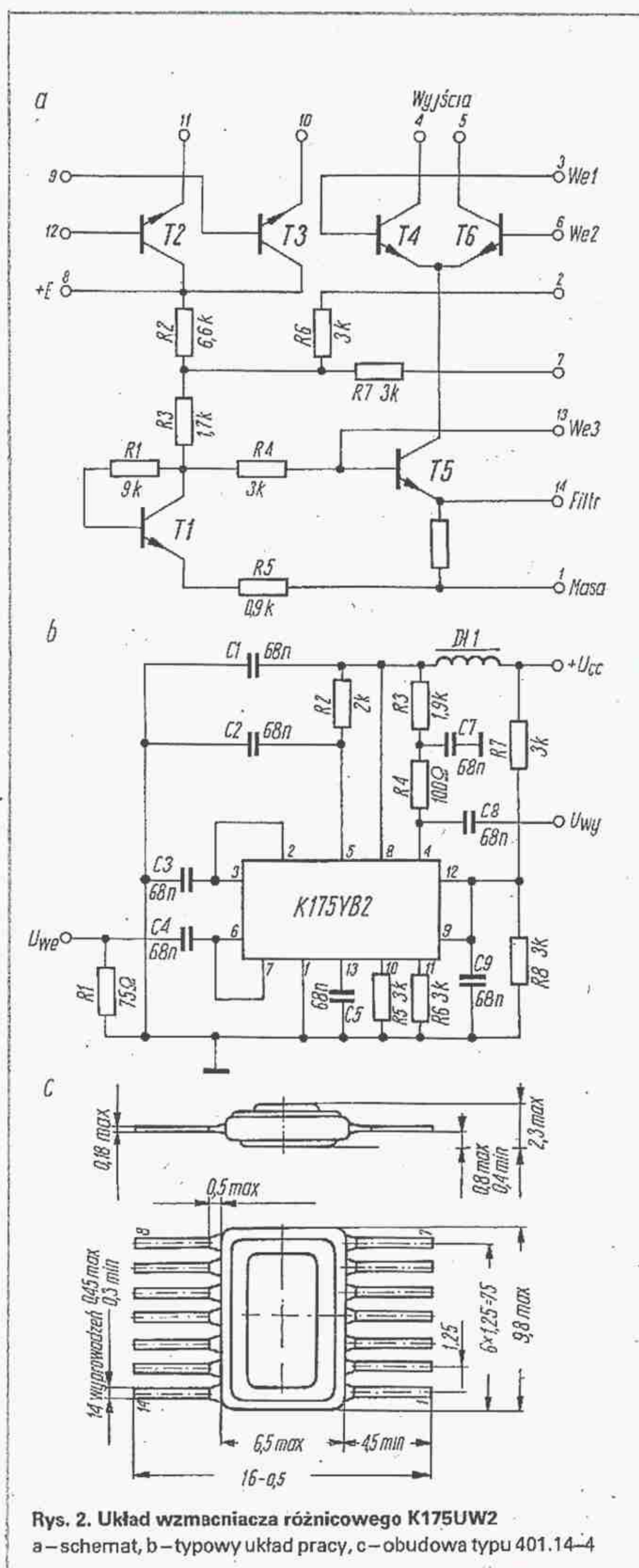
Tranzystor T3, pracujący w połączeniu diodowym, służy do temperaturowej stabilizacji źródła prądowego.

Na rys. 1c przedstawiono obudowę układu (typu 201.14–6). Układ jest przeznaczony do pracy we wzmacniaczach prądu stałego. W zależności od napięcia zasilania, współczynnika wzmocnienia, itp. układy scalone typu K118UD1 dzielą się na grupy A, B, W. Ich podstawowe parametry są ujęte w tablicy 4.

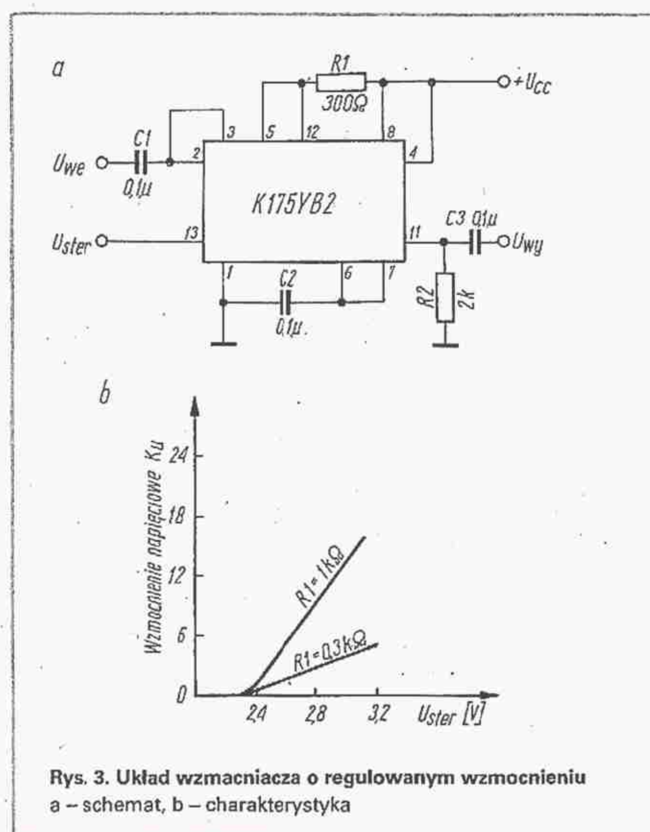
Układ scalony K175UW2

Układ K175UW2 (rys. 2a) jest przeznaczony głównie do wzmacniacza sygnałów zmiennych. Wzmacniacz różnicowy ze źródłem prądowym zawiera tranzystory T1, T4...T6. Dodatkowe dwa tranzystory T2, T3 można wykorzystać jako wejściowe lub wyjściowe wtórniki napięciowe.

Brak rezystorów kolektorowych tranzystorów T4, T6 umożliwia użytkownikowi włączyć odpowiedni do danego zastosowania



Rys. 2. Układ wzmacniacza różnicowego K175UW2
a – schemat, b – typowy układ pracy, c – obudowa typu 401.14–4



Rys. 3. Układ wzmacniacza o regulowanym wzmocnieniu
a – schemat, b – charakterystyka

Parametry elektryczne układu K175UW2 — Tablica 5

Parametry graniczne	Maks. napięcie zasilania U_{CC} (wartość nominalna)	V	6,6 (6)
	Napięcie wejściowe różnicowe	V	–2...2
	Napięcie wejściowe sumacyjne	V	–3...3
	Maks. napięcie między wyprowadzeniami 1–5 i 1–4	V	9
	Maks. prąd kolektorów tranzystorów T2, T3	mA	2
	Maks. napięcie wsteczne B-E tranzystorów T2, T3	V	3
	Maks. moc rozpraszania w kolektorach tranzystorów T2, T3	mW	10
Parametry charakterystyczne	Pobór prądu ze źródła zasilania	mA	3,5
	Napięcie między wyprowadzeniami 1–5, 1–4	V	3,5...5,2
	1–10, 1–11	V	1,9...2,5
	Transkonduktancja (f= 465 kHz)	mA/V	10
	Współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego	dB	60
	Rezystancja wejściowa (f=100 kHz)	kΩ	1

obwód obciążający. Rezystory R6, R7 służą do polaryzacji baz tranzystorów T4 i T6.

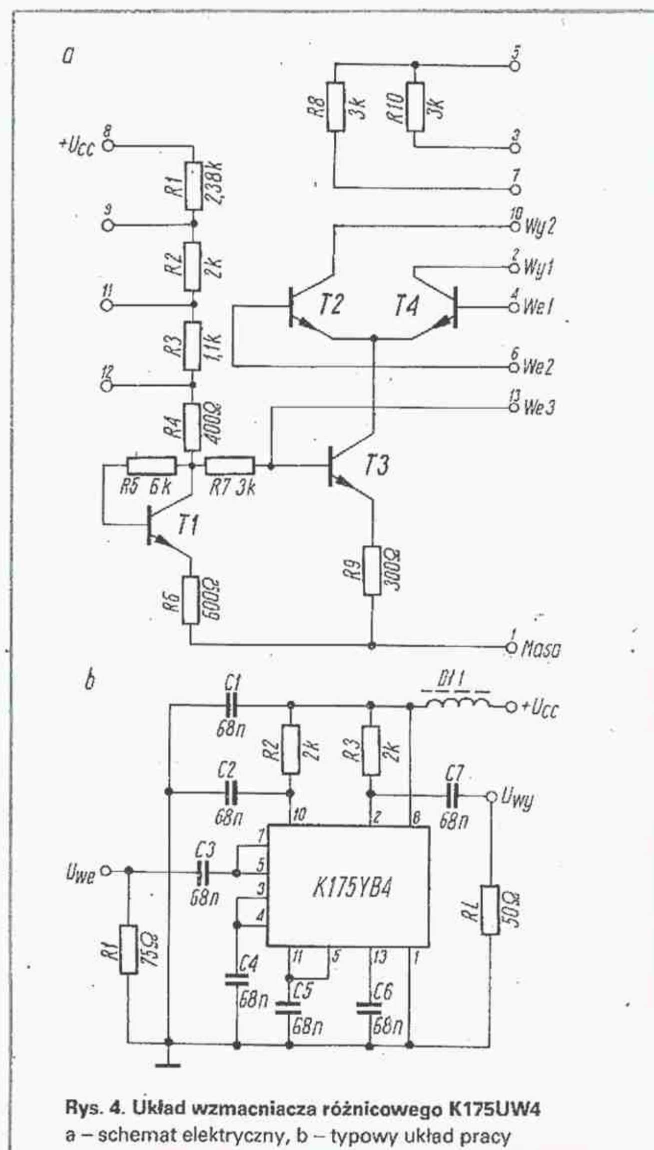
Na rysunku 2b przedstawiono typowy układ pracy układu K175UW2, a w tablicy 5 zebrano jego podstawowe parametry.

Układ jest zamknięty w obudowie 401.14–4 (rys. 2c).

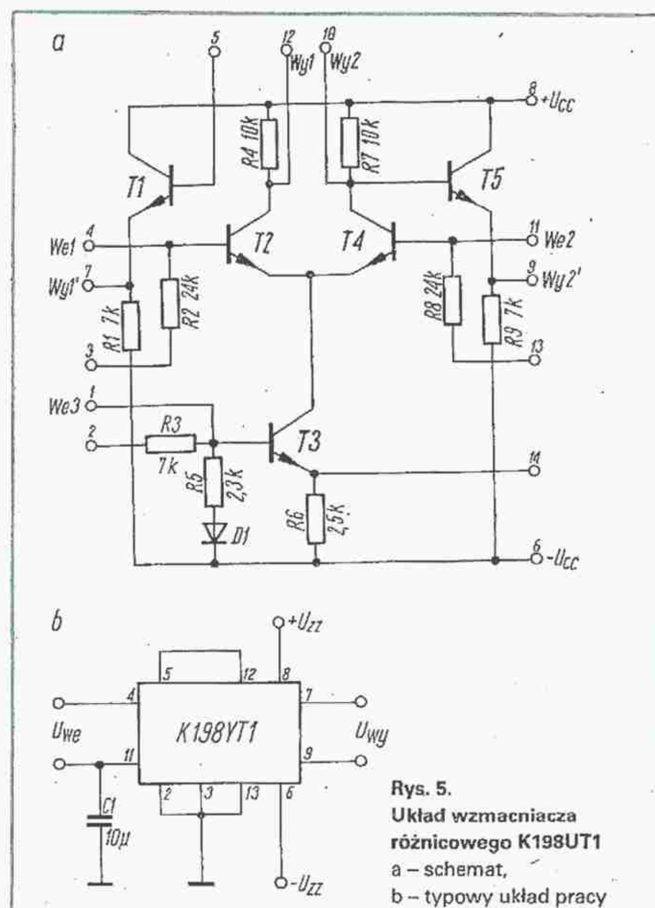
Na rysunku 3a przedstawiono jeden z możliwych sposobów wykorzystania układu K175UW2 jako wzmacniacza o regulowanym wzmocnieniu. Charakterystyka regulacji tego wzmacniacza, tzn. zależność współczynnika wzmocnienia od napięcia sterującego jest przedstawiona na rys. 3b.

Układ scalony K175UW4

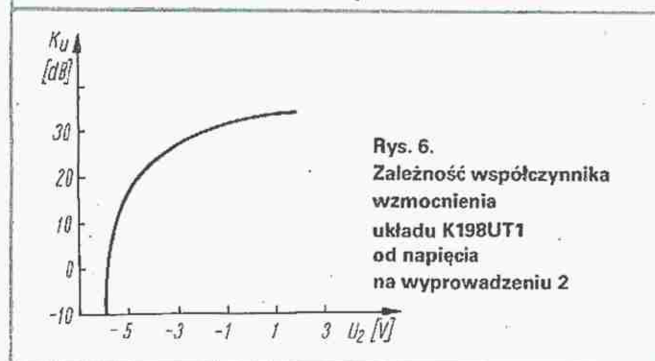
Wzmacniacz różnicowy K175UW4 jest przeznaczony do pracy w układach wielkiej częstotliwości. Jego schemat jest przedstawiony na rys. 4a. Podstawowe parametry układu K175UW4 są zebrane w tablicy 6. Obudowy jest identyczna jak w układzie poprzednim.
Układ, tak jak poprzedni, może pracować jako wzmacniacz o wzmocnieniu sterowanym napięciowo. Napięcie sterujące doprowadza się wówczas do wejścia 3 (wyprowadzenie 13).



Rys. 4. Układ wzmacniacza różnicowego K175UW4
a – schemat elektryczny, b – typowy układ pracy



Rys. 5.
Układ wzmacniacza różnicowego K198UT1
a – schemat,
b – typowy układ pracy



Rys. 6.
Zależność współczynnika wzmocnienia układu K198UT1 od napięcia na wyprowadzeniu 2

Parametry elektryczne układu K175UW4 Tablica 6

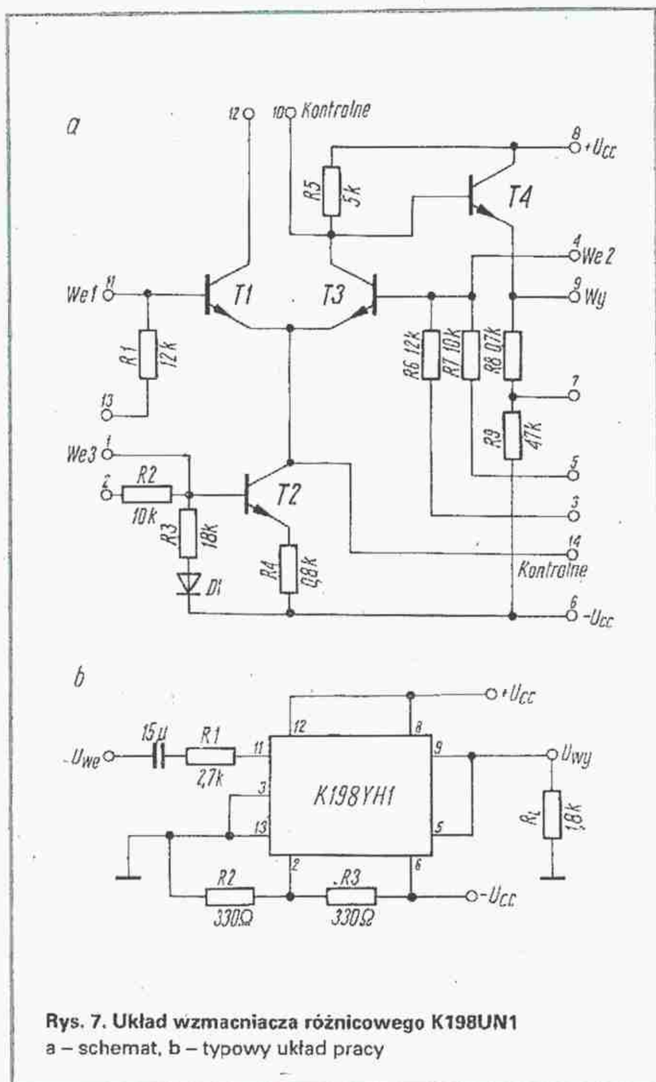
Parametry graniczne	Napięcie zasilania U_{CC} (wartość nominalna)	V	3...9,5
	Maks. napięcie między wyprowadzeniami 1–10 i 1–2	V	12,5
	Napięcie wejściowe różnicowe	V	–2...2
	Napięcie wejściowe sumacyjne	V	2...4,4
	Maks. napięcie na wyprowadzeniu 13	V	1,2
Parametry charakterystyczne	Pobór prądu ze źródła zasilania	mA	1,8...3
	Napięcie między wyprowadzeniami		
	1–9	V	3,5...4,5
	1–11	V	2...2,9
	1–12	V	1,3...1,9
	1–13	V	0,9...1,5
	2–10	V	±0,2
	Transkonduktancja (f=1 MHz)	mA/V	10
	Częstotliwość graniczna (U_{wy}=–60 dB)	MHz	150

Układ scalony K198UT1

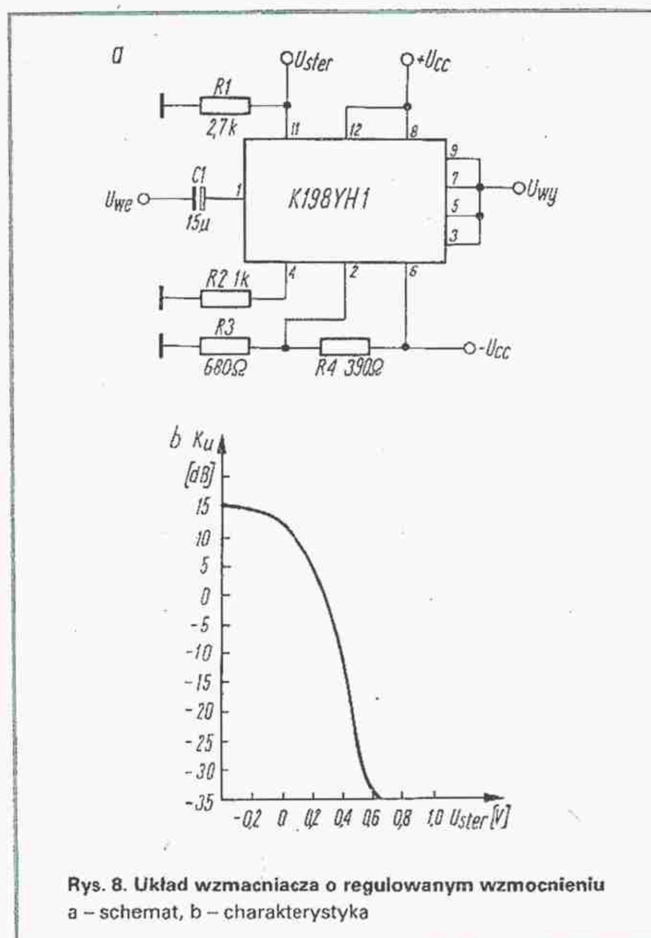
Jest to wzmacniacz różnicowy prądu stałego z wyjściowymi wtórnikami emiterowymi wykorzystującymi tranzystory T1 i T5 (rys. 5a). Typowy sposób włączenia układu K198T1 jest przedstawiony na rysunku 6.

Parametry elektryczne układu K198UT1 Tablica 7

	Nazwa parametru		K198UT1A	K198UT1B
Parametry graniczne	Napięcie zasilania $+U_{CC}$ (wartość nominalna)	V	5,7...6,9 (6,3)	5,7...6,9 (6,3)
	$-U_{CC}$ (wartość nominalna)	V	–6,9...–5,7 (–6,3)	–6,9...–5,7 (–6,3)
	Napięcie wejściowe różnicowe	V	–4...4	–4...4
	Napięcie wejściowe sumacyjne	V	–2,5...2,5	–2,5...2,5
	Minimalny opór obciążenia	Ω	200	200
Parametry charakterystyczne	Pobór prądu ze źródła zasilania	mA	5	5
	Napięcie niezrównoważenia	mV	±5	±12
	Współczynnik temperaturowy napięcia niezrównoważenia	µV/°C	30	30
	Prąd polaryzacji	µA	10	20
	Prąd niezrównoważenia	µA	3	8
	Współczynnik wzmocnienia (f=10 kHz)		20...70	20...70
	Współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego	dB	70	70
	Częstotliwość graniczna (U_{wy}=–3 dB)	MHz	0,7	0,7
	Rezystancja wejściowa	kΩ	5	5
	Rezystancja wyjściowa	kΩ	0,5	0,5



Rys. 7. Układ wzmacniacza różnicowego K198UN1
a – schemat, b – typowy układ pracy



Rys. 8. Układ wzmacniacza o regulowanym wzmocnieniu
a – schemat, b – charakterystyka

W zależności od napięcia niezrównoważenia, prądu polaryzacji i prądu niezrównoważenia, układy K198UT1 są podzielone na grupy A i B. Podstawowe parametry obu grup przedstawiono w tablicy 7.
Współczynnik wzmocnienia układu można regulować napięciem doprowadzonym do wyprowadzenia 2. Charakterystyka regulacji w takim przypadku jest przedstawiona na rys. 6.

Układ scalony K198UN1

Układ K198UN1 jest niesymetrycznym wzmacniaczem różnicowym (tranzystory T1...T3) z wtórnikiem emiterowym (tranzystor T4) na wyjściu (rys. 7a). Typowy układ połączeń wzmacniacza m.cz. jest przedstawiony na rys. 8b.

W zależności od współczynnika wzmocnienia i właściwości szumowych układy scalone typu K198UN1 dzielą się na grupy A, B, W. Podstawowe parametry zawiera tablica 8.

W oparciu o układ K198UN1 można zrealizować napięciową regulację wzmocnienia, doprowadzając sygnał sterujący do wejścia 1 (rys. 8a). Przy zmianach napięcia sterującego następuje zmiana podziału prądu źródła prądowego T2 na tranzystory T1 i T3, wskutek czego zmieniają się właściwości wzmacniające tranzystora T3. Układ może być stosowany w systemie ARW. Charakterystyka regulacji jest przedstawiona na rys. 8b. Obudowy dwóch ostatnich układów są identyczne jak w przypadku wzmacniacza K175UW2 (rys. 2c). *(Dc. w następnym nrze)*

Parametry elektryczne układu K198UN1 Tablica 8

	Parametr		K198UN1A	K198UN1B	K198UN1W
Parametry graniczne	Napięcie zasilania				
	$+U_{CC}$	V	6,3	6,3	6,3
	$-U_{CC}$	V	−6,3	−6,3	−6,3
	Napięcie wejściowe różnicowe	V	−4...4	−4...4	−4...4
Parametry charakterystyczne	Pobór prądu ze źródła zasilania	mA	6	6	6
	Współczynnik wzmocnienia (f=10 kHz)		4	4	2
	Współczynnik szumów	dB	30	–	–
	Częstotliwość graniczna (U_{wy}=−3dB)	MHz	1	1	1
	Rezystancja wejściowa	kΩ	3,3	3,3	3,3

UWAGA CZYTELNICY!

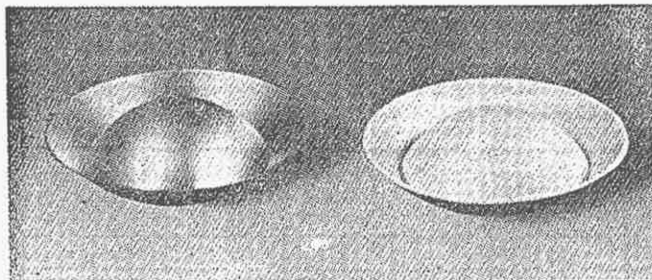
- **Następny numer 7–8 (łączony) naszego miesięcznika ukaże się w sierpniu.**
- **W lipcu i sierpniu Redakcja nie będzie udzielać porad technicznych.**

Głośnik średniotonowy JVC

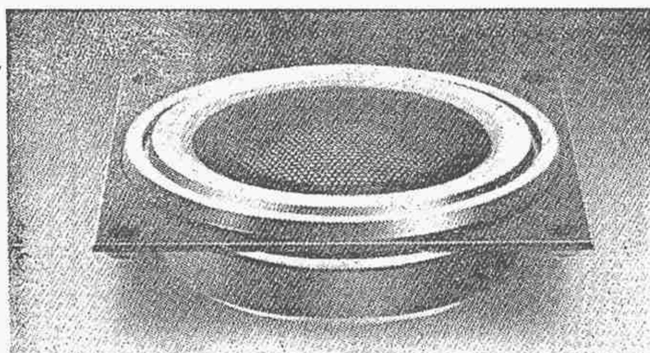
Rozpatrzmy na wstępie wymagania, którym powinien odpowiadać „idealny" głośnik średniotonowy. Głośnik niskotonowy o wielkiej membranie, którego zadaniem jest jak najlepsze przetwarzanie najmniejszych częstotliwości akustycznych, nie nadaje się do wiernego przetwarzania częstotliwości średnich. Jest celowe, aby pasmo częstotliwości przenoszonych przez ten głośnik ograniczało się do 400 Hz, a już ostatecznie do 600 Hz.

Zakres częstotliwości średnich i średnio-wysokich jest niezmiernie istotny dla wiernego odtwarzania dźwięków. W tem membrany, zarówno ze względu na jej sztywność jak i charakterystykę kierunkowości promieniowania, jest czasza (kopuła). Membrana o kształcie czaszy, wykonana nawet z najsztywniejszych materiałów, przy pewnej dostatecznej wielkiej częstotliwości wykaże rezonans wyrażający się tym, że wierzchołek czaszy drga w fazie przeciwnej względem podstawy czaszy. Częstotliwość ta powinna być bardzo wysoka i leżeć poza pasmem przenoszenia głośnika średniotonowego. Jest to szczególnie ważne w przypadku zastosowania lekkich, sztywnych membran o ma- (rezonans wierzchołka czaszy) leży przy częstotliwości 16 kHz, czyli znacznie powyżej założonego pasma przepustowego tego głośnika. Zdolny więc jest ten głośnik przenosić pasmo 400...10 000 Hz, przy małej wartości współczynnika zniekształceń nieliniowych i bardzo dobrych parametrach dynamicznych.

Membrana głośnika, o średnicy 70 mm, jest wykonana z wytłoczki aluminiowej o grubości 80 μm, pokrytej ceramiczną warstwą porowatego tlenku glinu o grubości 20 μm. Do wykonania wysokiej czaszy (wysokość wynosi 1/3 średnicy) oraz



Rys. 1. Membrana głośnika średniotonowego przed i po pokryciu warstwą tlenku glinu



Rys. 2. Głośnik średniotonowy o średnicy około 100 mm stosowany w zespołach ZERO-6 firmy JVC

związku z tym głośnik przeznaczony dla tego zakresu częstotliwości powinien dobrze przenosić przebiegi impulsowe i wnosić znikomo małe zniekształcenia nieliniowe i liniowe. Poza tym jest wysoce niepożądane, aby podział częstotliwości między głośnikami przypadał w tym zakresie, a więc inaczej: jest pożądane, aby głośnik średniotonowy przenosił dobrze częstotliwości sięgające tonów wysokich włącznie (do 8...10 kHz).

Z powyższego wynika, że „idealny" głośnik średniotonowy powinien mieć zdolność dobrego przetwarzania w paśmie 400...10 000 Hz, przy znikomo małych zniekształceniach.

Dla wytworzenia w dużym pokoju mieszkalnym dźwięku o intensywności 110 dB potrzebna jest moc akustyczna równa 0,5 W. Zakładając, że membrana głośnika średniotonowego nie powinna mieć amplitudy drgań większej niż 1 mm przy oddawaniu takiej mocy, średnica czynnej części membrany głośnika wynosi w przybliżeniu 80 mm. Najlepszym kształ- łej stratności, co powoduje, że rezonanse własne membrany wyrażone są bardzo „ostro" i wpływają na barwę dźwięku głośnika, a wiadomo, że głośnik nie powinien „podbarwiać" dźwięku audycji. Jednocześnie takie właśnie membrany zapewniają dobre parametry głośnika, a szczególnie dobre przetwarzanie przebiegów impulsowych, bardzo istotnych dla odczuwania naturalności dźwięku i „współobecności" zdarzeń akustycznych w pomieszczeniu, w którym audycja jest reprodukowana.

Zakładając, że głośnik średniotonowy ma sprawność energetyczną rzędu 2%, moc elektryczna tego głośnika wyniesie około 25 W.

Jak z powyższego wynika, warunki techniczne, które powinien spełnić „idealny" głośnik średniotonowy są bardzo trudne. Firma JVC, znana z wielu doskonałych konstrukcji, „zaatakowała" ten problem i uzyskała wyniki zbliżone do ideału. Udało się jej skonstruować głośnik o średnicy około 100 mm, o częstotliwości rezonansowej 150 Hz, którego drugi rezonans naniesienia warstwy ceramicznej, są stosowane specjalne technologie.

Na rysunku 1 przedstawiono: aluminiową membranę w kształcie czaszy i tę samą membraną pokrytą warstwą tlenku glinu.

Kompletny głośnik średniotonowy jest przedstawiony na rys. 2. Współpracuje on w zespole typu ZERO-6 z niskotonowym głośnikiem o średnicy 30 cm i wysokotonowym, wstęgowym głośnikiem dynamicznym zdolnym do przenoszenia pasma 5...100 kHz.

Opisany wyżej głośnik należy do szczytowych osiągnięć konstrukcyjnych w zakresie głośników średniotonowych do zespołów Hi-Fi.

W związku z nadzwyczajnym znaczeniem „precyzyjnego" przetwarzania pasma częstotliwości średnich dla odtwarzania dźwięków z wysoką jakością, należy postulować, aby ZWG TONSIL zajęły się poważnie tym problemem i wypełniły istniejącą lukę, w postaci braku głośników średniotonowych wysokiej klasy.

A.W.

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
Nr 6 (272) CZERWIEC 1983

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

WYJAZDOWE POSIEDZENIE PREZYDIUM ZG PZK

W dniach 5 i 6 marca br. odbyło się w Bydgoszczy posiedzenie Prezydium Zarządu Głównego PZK z udziałem Zarządu Polskiego Klubu Amatorskiej Radiolokacji Sportowej i Zarządu Oddziału Wojewódzkiego PZK w Bydgoszczy. Porządek dzienny tego wspólnego posiedzenia obejmował między innymi: omówienie przez prezesa PZK aktualnej sytuacji związku, zapoznanie zebranych z dorobkiem ZOW PZK w Bydgoszczy oraz omówienie działalności klubów specjalistycznych PZK ze szczególnym uwzględnieniem PK ARS i byłej Sekcji Telegrafii Szybkiej SP DX Klubu.

Obradom przewodniczył prezes PZK SP5LVV, który na wstępie wręczył Odznakę Honorową PZK dla Wydziału Kultury Fizycznej i Sportu Urzędu Wojewódzkiego w Bydgoszczy na ręce naczelnika tego Wydziału. Następnie SP5LVV omówił aktualną sytuację w PZK, zatrzymując się dłużej nad przebiegiem akcji aktualizacji licencji krótkofalarskich w komisjach aktualizacyjnych PZK i nad perspektywami wydania licencji na zawody SP DX Contest dla znacznej liczby zainteresowanych, którzy już przeszli akcję aktualizacyjną w Oddziałach.

Prezes PZK stwierdził, że uzyskano w Ministerstwie Łączności obietnicę wydania dla tych osób licencji już w trzeciej dekadzie marca, aby ich posiadacze mieli czas na sprawdzenie i ewentualne naprawy sprzętu i anten. Wydane w związku z zawodami licencje mają być już pozostawione na stałe, natomiast dalsze licencje mają być zwracane począwszy od kwietnia – jak to już wcześniej zapowiedziano. W tej sprawie rozesłano telefonogramy do wszystkich ZOW PZK i obecnie oczekuje się na pilne zgłaszanie list stacji, zamierzających startować w SP DX Conteście, do Okręgowych Inspektoratów Państwowej Inspekcji Radiowej. Tak ważne, międzynarodowe zawody, których organizatorem jest Polska, powinny się odbyć w tym roku i to z możliwie najliczniejszym udziałem stacji SP. Następnie SP5LVV wnioskował o zalecenie Zarządom Oddziałów Wojewódzkich PZK włączania się do działalności ogniw Patriotycznego Ruchu Odrodzenia Narodowego. Zarząd Główny PZK włączy się do działalności PRON na szczeblu centralnym. Powyższy wniosek został przyjęty jednogłośnie.

Prezes ZOW PZK w Bydgoszczy SP2ATF omówił krótko historię Oddziału Bydgoskiego PZK, jego stan obecny i zamierzenia na przyszłość. Prezes Zarządu Polskiego Klubu ARS SP3FFN złożył sprawozdanie z działalności Zarządu w czasie obecnej kadencji informując, że na ostatnim posiedzeniu Zarządu PK ARS do jego składu został dokooptowany ARS manager PZK SP4BQW. Sprawozdanie z przebiegu prac w obozie przygotowawczym ARS przed mistrzostwami świata (które nie odbyły się ze względu na małą liczbę zgłoszeń), złożył SP2ESH. On też, uzupełniany przez SP2DJG, omówił program i preliminarz wydatków projektowanych na rok bieżący Mistrzostw Polski w ARS.

W sprawach ARS postanowiono: włączyć do kalendarza imprez sportowych i zorganizować w drugiej połowie sierpnia br. Mistrzostwa Polski w ARS, włączyć do kalendarza zawody ARS Pomorskiego Okręgu Wojskowego, które odbędą się w drugiej połowie maja; nadać klasę mistrzowską zawodniczkom i zawodnikom ARS: Gabrieli Banach, Zofii Dąbrowskiej, Jarosławowi Jaźwińskiemu, Józefowi Woszczyło i Jerzemu Wosiowi oraz klasy sportowe (pierwszą, drugą i trzecią) ogółem 35 osobom. W celu zapewnienia odpowiednich środków finansowych na organizację Mistrzostw Polski ARS postanowiono wystąpić o dotację do Głównego Komitetu Kultury Fizycznej i Sportu oraz do Związku Harcerstwa Polskiego. Pełnomocnictwa w tej sprawie otrzymał SP5HS. Skarbnik ZG PZK i Zarząd OW PZK w Bydgoszczy, wspólnie z prezesem Zarządu PK ARS określą inne składniki finansowe na organizację imprezy.

W ramach kolejnego punktu porządku dziennego obrad wiceprezes ZG PZK d/s sportowych SP3AUZ omówił działalność innych klubów specjalistycznych PZK, ze szczególnym uwzględnieniem byłej Sekcji Telegrafii Szybkiej SP DX Klubu. Stwierdził, że działalność PK UKF, SP DX Klubu i PK 160 m przebiega normalnie, uwzględniając obecne specyficzne warunki stanu zawieszenia licencji krótkofalarskich. W zamierzeniach jest zorganizowanie specjalistycznego klubu SSTV i ATV oraz klubu QRP, jednak znajdują się one dopiero we wstępnej fazie organizacji. Sekcja Telegrafii Szybkiej SP DX Klubu została z niego wyłączona decyzją Zjazdu SP DX Klubu, który obradował w 1981 r. w Lublinie. Jednak są krótkofalowcy zainteresowani uprawianiem tej dyscypliny sportu krótkofalarskiego i konieczne jest ponowne zorganizowanie ich, tym razem w samodzielnym klubie specjalistycznym.

Temat STS rozwinął SP2PI. Omówił historię STS, udział członków tej sekcji w krajowych i zagranicznych zawodach szybkiej telegrafii oraz projekt powołania samodzielnego kubu specjalistycznego szybkiej telegrafii z siedzibą na terenie województwa toruńskiego. Powstała grupa inicjatywna w składzie: SP9DH, SP9KZ, SP2AQB i SP2PI. Jest propozycja zorganizowania Mistrzostw Polski w Telegrafii Szybkiej w Krakowie w ramach obchodów Dni Krakowa, lub zorganizowanie eliminacji, oddzielnie dla Polski południowej (w Krakowie) i dla Polski północnej (w Toruniu) do przyszłorocznych mistrzostw Polski w tej konkurencji.

Po dyskusji postanowiono: aprobować kroki zmierzające do powołania Polskiego Klubu Telegrafii Sportowej, aprobować projekt zorganizowania Mistrzostw Polski Telegrafii Sportowej w Krakowie w dniach 11 i 12 czerwca br. i włączyć tę imprezę do kalendarza imprez.

W innych sprawach sportowych postanowiono: włączyć obozy szkoleniowe do kalendarza imprez jako imprezy szkoleniowe, pilnie zestawić z wydawnictw zagranicznych i publikować kalendarz międzynarodowych zawodów krótkofalarskich, zwrócić się do organizatorów zawodów krajowych o szybkie zgłaszanie tych zawodów do kalendarza imprez, rozegrać w roku bieżącym część telegraficzną SP DX Contestu, podjąć kroki zmierzające do zorganizowania specjalistycznego klubu łączności satelitarnej.

W końcowej części obrad rozszerzonego posiedzenia Prezydium ZG PZK prezes PZK SP5LVV pinformował o rezygnacji SP5CM z działalności w Zarządzie Głównym PZK oraz o rezygnacji SP5FM z funkji przewodniczącego Komisji d/s Międzynarodowych PZK. Kol. SP5FM zaproponował na swoje miejsce Krzysztofa SP5HS. Prezydium zaakceptowało tę propozycję. Na najbliższym posiedzeniu plenarnym ZG PZK, przewidzianym ostatecznie na dzień 10 kwietnia, zapadną ostateczne decyzje dotyczące zmian personalnych w składzie Plenum i Prezydium ZG PZK. W ramach wolnych wniosków SP5HS zapoznał zebranych z działalnością przedstawicieli PZK we władzach IARU i zaproponował wysłanie ekipy zawodników ARS na otwarte mistrzostwa RFN. Organizatorzy zapraszają na własny koszt. Mistrzostwa te są tylko indywidualne. Może wyjechać 4 lub 5 osób w dowolnym wieku. Natomiast SP2ESH zwrócił się z prośbą o poinformowanie zainteresowanych, że z powodu braku dzienników stacyjnych stacji SP2BHZ/JW nie może czasowo wywiązać się z funkcji QSL managera tej stacji. SP2DEH złożył interpelację w sprawie stwierdzenia przez reportera radiowego w programie III PR w dniu 4 marca, że otrzymywał on telefony od radiosłuchaczy i telewidzów, którym krótkofalówcy zakłócają odbiór, mimo zawieszenia licencji krótkofalarskich. Ustalono, że pismo w tej sprawie skieruje do Naczelnej Redakcji Programu III PR rzecznik prasowy PZK SP5QU.
Na zakończenie obrad prezes PZK SP5LVV bardzo pozytywnie ocenił działalność ZOW PZK w Bydgoszczy oraz przygotowanie zaplecza obrad, za co złożył podziękowanie na ręce prezesa ZOW SP2ATF.
W czasie przerw w obradach uczestnicy posiedzenia obejrzeli nowoczesny zestaw sprzętu do zawodów ARS, wykonany w Bydgoszczy przy wydatnej pomocy zespołu miejscowych Szkół Elektronicznych, a także skorzystali z nieźle zaopatrzonego punktu sprzedaży podzespołów elektronicznych i akcesoriów krótkofalarskich, prowadzonego przez Zarząd Oddziału Wojewódzkiego PZK. *SP5QU*

OGÓLNOPOLSKIE SYMPOZJUM SSTV

Zarząd Oddziału Wojewódzkiego PZK w Bydgoszczy znany jest od wielu lat w kraju nie tylko z dobrej działalności organizacyjnej i szkoleniowej, ale także z aktywności w organizowaniu różnego rodzaju spotkań krótkofalarskich i to w wielu przypadkach o zasięgu ogólnopolskim.
Ogólnopolskie Sympozjum SSTV, które odbyło się w Bydgoszczy w dniach 12 i 13 marca br. było praktycznie pierwszym spotkaniem osób zainteresowanych SSTV i ATV o tak dużym zasięgu. Należy przypomnieć, że pierwsze spotkanie krótkofalarskie poświęcone SSTV odbyło się w Zielonej Górze, jednak o mniejszym zasięgu.
Na czele komitetu organizacyjnego sympozjum stał SP2JPG, znany entuzjasta SSTV, który jako pierwszy nadawca indywidualny rozpoczął przed laty pracę w „eterze" tym rodzajem emisji. Pomagali mu: SP2DDV, SP2ESH, SP2JEF i SP2JMR. Natychmiast po podjęciu decyzji o organizowaniu sympozjum i po ustaleniu terminu, wysłano zaproszenia do wszystkich Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK i imiennie do osób, znanych ze swojego zainteresowania SSTV i ATV. Inicjatywa spotkała się z dużym zainteresowaniem.
Ostatecznie w sympozjum wzięło udział 70 krótkofalowców ze wszystkich okręgów wywoławczych SP. Wśród uczestników był SP6DB, który przygotował reportaż dla cyklicznego programu „Krótkofalowcy", nadawanego przez OTV Wrocław. Sympozjum w większości wypełniły referaty techniczne, wygłoszone przez SP2JPG, SP2DDV, SP6LB, SP3CAI, SP3LPL, SP6DB i SP8JMW. W dyskusji brało udział wielu uczestników sympozjum rozszerzając i uzupełniając tematykę referatów. Uzupełnieniem referatów były też materiały zawarte w „Biuletynie Informacyjnym SSTV", który otrzymał każdy uczestnik sympozjum. W biuletynie tym znalazły się m.in.: omówienie zasady SSTV, schemat i opis przystawki do oscyloskopu umożliwiającej odbiór SSTV, schemat i opis monitora „Mark 4", schematy i opisy monitorów SSTV W4TB, SP2DDV, SP2FLE/SP2GJI, schematy i opisy dekodera obrazu SSTV, generatora sztucznego obrazu i konwertera SSTV. Do materiału tego załączono projekt regulaminu Polskiego Klubu SSTV, opracowany przez inicjatorów powołania do życia takiego klubu.
Idea utworzenia klubu i projekt regulaminu były także przedmiotem ożywionej dyskusji. Zaproponowano w rezultacie powołanie do życia Polskiego Klubu Wideo Grafii, który zajmowałby się zagadnieniami dotyczącymi emisji i odbioru obrazu i pisma (SSTV i RTTY). Wniosek ten poparło 42 uczestników sympozjum, deklarując jednocześnie chęć wstąpienia do takiego klubu. Dokonano odpowiednich zmian i uzupełnień w projekcie regulaminu klubu i wybrano tymczasowy zarząd w następującym składzie: przewodniczący SP2JPG, sekretarz SP2DDV oraz członkowie SP3CAI, SP3CMX i SP5CKH.
Projekt regulaminu z wprowadzonymi uzupełnieniami zostanie przedstawiony do zatwierdzenia Zarządowi Głównemu PZK wraz z wnioskiem o powołanie tego nowego klubu specjalistycznego.
Duże zainteresowanie uczestników sympozjum wzbudziły eksponaty, tworzące małą wystawę sprzętu, a dostarczone przez SP3LPL, SP2DDV i SP8JMW. Nie brakowało także tradycyjnych w takich przypadkach spotkań w małych grupach zainteresowań i giełdy sprzętowej, uzupełnionej działalnością oddziałowego punktu sprzedaży. *SP5QU*

W TELEGRAFICZNYM SKRÓCIE

● Przypominamy częstotliwości pasm amatorskich, przeznaczone do podawania wywołania SSTV (z tolerancją ± 5 kHz).

Pasmo	częstotliwość	Pasmo	częstotliwość
80 m	3 730 kHz	10 m	28 680 kHz
40 m	7 040 kHz	2 m	144 500 kHz
20 m	14 230 kHz	70 cm	432 500 kHz
15 m	21 340 kHz	23 cm	1296 500 kHz

Zaleca się niezajmowanie tych częstotliwości innymi rodzajami emisji.
● SP9ADU otrzymał ostatnio potwierdzenie swojej łączności z japońską stacją JA8DXB, nawiązanej za pośrednictwem przemiennika satelitarnego RS-1. Jest to prawdopodobnie najdłuższa potwierdzona łączność w świecie, przeprowadzona za pośrednictwem retranslatorów satelitarnych. Do miana najdłuższej pretenduje także łączność SP9DH z JA3, nawiązana za pośrednictwem OSCARA-7. Różnice będą zapewne minimalne.
● Trzeci numer „Biuletynu PZK" z br. był poświęcony wyłącznie zagadnieniom technicznym. Znalazły się tam m.in. opisy: pięciopasmowego odbiornika krótkofalowego, odbiornika homodynowego na pasmo 10 MHz i syntezera częstotliwości do transceivera KF z odbiornikiem pracującym w zkaresie 1–30 MHz. Są tu także bliższe informacje o nowych polskich filtrach kwarcowych 9 MHz do SSB i początek przedruków listy preferencyjnej półprzewodników na lata 1982–1982 opracowanej w CEMI.
● SP5WW, jak każdy „rasowy" radioamator, stale udoskonala swoje konstrukcje. W numerze 4 z br. „Biuletynu PZK" opublikował nową wersję VFO i mieszacza nadajnika do swojego tranzystorowego transceivera KF. W próbach ma nową wersję płytki pośr. cz. odbiornika, którą zamierza również wkrótce opisać. Dzięki blokowej konstrukcji transceivera, wymiana

jednego z bloków funkcjonalnych nie spowoduje konieczności zmian w innych blokach; daje to właśnie duże możliwości modernizacji urządzenia, wykorzystywanego równocześnie do pracy w „eterze".

◎ W kategorii QRP części fonicznej CQ WW DX Contestu 1981 dwie stacje polskie odniosły wielki sukces. Na 21 MHz SP1OT zajął pierwsze miejsce na świecie z wynikiem 31 950 pkt, a SP5FKW zajął 2 miejsce na świecie w pasmie 3,5 MHz z wynikiem 6 096 pkt. Gratulujemy! Również za wyniki uzyskane w tych zawodach 14 stacji SP uzyskało dyplomy.

◎ W części fonicznej CQ WPX Contestu 1981 siódme miejsce na świecie zajął w pasmie 7 MHz SP3DOI z wynikiem 148 248 pkt, a SP5INQ także siódme miejsce w pasmie 1,8 MHz z wynikiem 7 872 pkt. Dyplomy otrzymuje jeszcze 14 stacji. Gratulujemy wszystkim wyróżnionym i życzymy jeszcze lepszych wyników w tegorocznych zawodach.

◎ Award manager PZK SP5BB informuje, że w 1982 r. wydał 212 dyplomów AC15Z, 86 dyplomów W21M i 206 dyplomów „Polska". Ponadto rozesłano za pośrednictwem ZOW PZK 249 dyplomów, które napłynęły od wydawców zagranicznych. Rozdzielono 431 kuponów IRC. Przy okazji Kuba SP5BB prosi o przestrzeganie następujących zasad przy przygotowywaniu zgłoszeń na dyplomy:

1. Zgłoszenia powinny być wypełniane na typowych formularzach, które ma każdy ZOW PZK. Jeśli ich zabraknie, to mogą być bez trudności sprowadzone z ZG PZK. Zgłoszenia wypełnione na wszelkiego rodzaju odbitkach i „rysowankach" – będą zwracane.
2. Zgłoszenia należy wypełniać DUŻYMI LITERAMI DRUKOWANYMI.
3. Przy wszelkiego rodzaju zapytaniach kierowanych do Award managera w sprawach dyplomowych należy załączać SASE (kopertę zaadresowaną do siebie i zaopatrzoną w znaczki pocztowe).
4. Stacje klubowe mogą ubiegać się TYLKO o klasę najwyższą dyplomu posiadającego kilka klas.
5. Zgodność zgłoszenia z posiadanymi kartami QSL potwierdzają Zarządy Oddziałów Wojewódzkich PZK lub członkowie SP DX Klubu (podając swój numer członkowski).

SP5QU



elektronika samochodowa

Samochodowy regulator wycieraczek

Opisany układ regulatora częstotliwości pracy wycieraczek jest stosunkowo prosty. Zawiera niedrogie, dostępne elementy i zapewnia płynną regulację w szerokim zakresie. Układ został wykonany i sprawdzony w samochodzie Polski Fiat 126p.

Schemat urządzenia przedstawiono na rysunku 1.

Silnik wycieraczek jest włączany za pomocą przekaźnika Pk. Przekaźnik jest sterowany przez stopień mocy (tranzystory T3,T4,T5) współpracujący z multiwibratorem zawierającym tranzystory T1 i T2.

Szerokość impulsów sterujących ustalono dobierając stałą czasową elementów R2, C2 na około 1 s. Czas trwania przerw, zależny od stałej czasowej elementów R3 + P, C1, reguluje się potencjometrem P. Uzyskano zakres regulacji od 2 do około 20 sekund.

Urządzenie włącza się wyłącznikiem W2 sprzężonym z potencjometrem P.

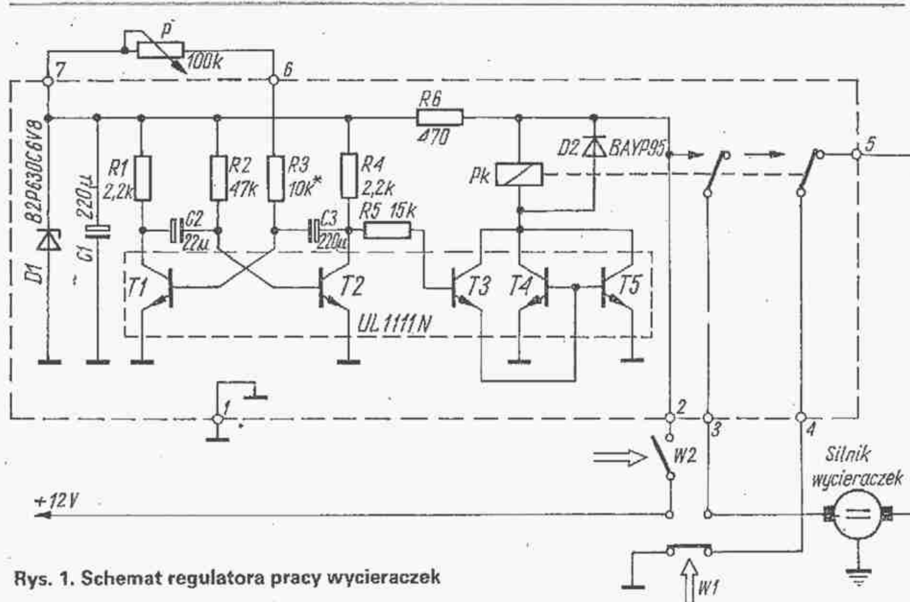
Wyłącznik W1 jest istniejącym w samochodzie wyłącznikiem wycieraczek. Włączenie W1 powoduje pracę ciągłą wycieraczek, niezależnie od położenia wyłącznika W2 i potencjometru P.

W urządzeniu zastosowano układ scalony UL1111N zawierający 5 tranzystorów n-p-n. Jest to rozwiązanie optymalne. Można też użyć tranzystorów BC107 lub podobnych. Przeprowadzone próby z trzema tranzystorami BC107 (jeden tranzystor BC107 zamiast T3,T4,T5) wykazały poprawną pracę układu, bez widocznych zmian parametrów.

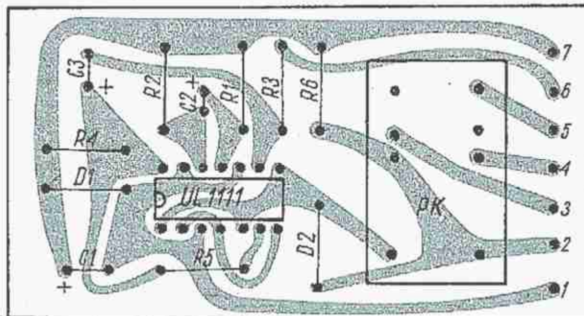
Wszystkie rezystory są typu MŁT-0,25 W. Kondensatory elektrolityczne na napięcie 16 V. Potencjometr P-100 kΩ, logarytmiczny z wyłącznikiem. Przekaźnik Pk-RM-2, 12 V/260 Ω. Na rysunku 2 przedstawiono schemat połączeń drukowanych oraz rozmieszczenie elementów.

Zmontowane urządzenie zabezpieczono przed wilgocią lakierem, a następnie połączono z elektryczną instalacją samochodową za pomocą przewodów zakończonych samochodowymi złączami wsuwkowymi.

Jan Guziński



Rys. 1. Schemat regulatora pracy wycieraczek



Rys. 2. Płytka montażowa regulatora
a – schemat połączeń drukowanych,
b – schemat montażowy

Uniwersalny zegar ciemniowy

MIKOŁAJ KOSMA PRZYCHODA

Opisany niżej zegar ułatwia pracę w ciemni fotograficznej, może włączać powiększalnik lub wytwarzać sygnał dźwiękowy informujący o upłynięciu czasu, np. wywoływania filmu. Czas jest nastawiany w 5 podzakresach od 0,01 sekundy do 165 minut. Zegar wyświetla czas, który pozostał do końca pomiaru. Istnieją możliwość zatrzymania pomiaru, skasowania go, włączenia powiększalnika na stałe oraz włączenia sygnału akustycznego.

Głównym podzespołem zegara jest licznik o programowanym od 1 do 165 stopniu podziału, zbudowany z dwóch dziesiętnych liczników rewersyjnych UCY74192N. Licznik programuje się doprowadzając do wejść danych liczbę w kodzie BCD. W czasie, gdy wejście „load" jest w stanie niskim, informacja z wejść danych jest przepisywana do licznika. Po zmianie stanu na wejściu „load" i doprowadzeniu impulsów do wejścia C – pierwszej dekady licznik zaczyna zliczać wstecz.

Sygnał ten steruje również tranzystorem włączającym przekaźnik. W czasie otwarcia bramki głównej impulsy o częstotliwości 100 Hz zostają podzielone w dzielniku złożonym z układów US2...US5 (układ US4 powinien być typu UCY7492N). Układy te, o wybranej przełącznikiem częstotliwości powtarzania, po odwróceniu fazy bramką US13a są doprowadzane do wspomnianego wcześniej wejścia C – pierwszej dekady licznika programowanego.

Zadaniem pomocniczego przerzutnika R-S jest umożliwienie przerwania odliczania czasu w dowolnym momencie.

Po naciśnięciu przycisku PAUZA układ wyłącza żarówkę i licznik, zatrzymuje się, a wyświetlacz wskazuje czas do końca pomiaru. Wyświetlanie jest przerywane, ponieważ do wejść BI/RBO dekoderów UCY7447N są doprowadzane przez bramkę US13d impulsy o częstotliwości 1 Hz.

Pomiar można zakończyć wciskając przycisk START.

dy przedstawiono na rys. 2. Układ należy dołączyć w miejscach oznaczonych na rys. 1 literami od A do F, odłączając bramkę US13a. Krzyżykami oznaczono przerwy w połączeniach.

Dużą wadą układu synchronicznego bramkowania jest konieczność umieszczenia go na wejściu dekad UCY74192N. Umieszczenie go na wejściu US2 jest niemożliwe ze względu na występowanie zjawiska niejednoczesnej pracy przerzutników. Konsekwencją takiego usytuowania układu jest długi czas oczekiwania na włączenie zegara na zakresie minutowym. Można temu zaradzić ustawiając licznik US5 na cyfrę 9, ale kłopoty przy korzystaniu z pauzy nie znikają.

Wskazówki konstrukcyjne

Układ wykonano 2 lata temu i do tej pory pracuje bezawaryjnie.

Kilka słów należy poświęcić programowaniu licznika.

W modelowym urządzeniu zastosowano dwa rzędy wyłączników typu Isostat o wagach 1, 2, 4, 8. Rozwiązanie to jest proste i wygodne. Odradza się natomiast stosowania przełączników obrotowych (kłopot z szesnastopozycyjnym przełącznikiem i z dekoderem), a także specjalnych nastawników obrotowych z wyjściem BCD, gdyż mają małe wymiary i w ciemni trudno się nimi posługiwać.

Rys. 2. Schemat układu synchronicznego bramkowania wraz z układem przyspieszonego włączania przekaźnika

W momencie wyzerowania obu dekad pojawia się impuls na wyjściu P – drugiej dekady. Impuls ten ustawia główny przerzutnik R-S, który steruje pracą układu. Prześledźmy działanie zegara zakładając, że pojawił się właśnie ten impuls (równoznaczny wciśnięciu przycisku CLR). Zegar znajduje się w czasie oczekiwania. Do wejścia „load" licznika zostaje doprowadzany stan niski, dzielniki częstotliwości wzorcowej są wyzerowane, bramka główna zamknięta, żarówka nie świeci, wysyłany jest sygnał dźwiękowy.

Po wciśnięciu przycisku START zostają ustawione oba przerzutniki. Stan ich jest wykrywany bramką US13b. Napięcie wyjściowe z tej bramki jest wykorzystywane do sterowania układu sygnału dźwiękowego. Do sterowania główną bramką jest potrzebny sygnał o fazie przeciwnej, otrzymywany z wyjścia bramki US13c.

Układy zasilacza i dzielników częstotliwości wzorcowej są układami konwencjonalnymi i nie wymagają omówienia.

Warto natomiast dokładniej omówić sposób bramkowania częstotliwości wzorcowej.

Przy stosowaniu zegara do celów fotografii rzadko zachodzi potrzeba mierzenia czasu poniżej 0,5 s. W odniesieniu do tego czasu, wartość błędu wynosi zaledwie 2% (0,01 s). Przy dłuższych czasach większego znaczenia nabiera niestałość częstotliwości sieci energetycznej, ale może być wtedy zastosowane proste i wygodne bramkowanie asynchroniczne częstotliwości 100 Hz.

W przypadku, gdy istotny jest pomiar krótkich czasów niezbędny jest układ bramkowania synchronicznego z przebiegiem wzorcowym oraz układ przyspieszonego włączania przekaźnika. Oba te układy

Zastosowane w układzie przełączniki z wyjątkiem START, PAUZA, CIR są bistabilne, a przełączniki wyboru zakresu są przełącznikami zależnymi.

Wszystkie rezystory w katodach diod świecących można wybrać z zakresu od 150 do 510 Ω w zależności od wymaganej jasności świecenia.

LITERATURA

1. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKŁ 1980.
2. Białoszewski A.: Przekaźnik czasowy. Radioelektronik nr 10/79.

Rys. 1. Schemat układu zegara z bramkowaniem asynchronicznym

Przyrząd do automatycznego ładowania miniakumulatorów

mgr inż. PAWEŁ KARPIŃSKI

Trudności w nabywaniu baterii do miniaturowych radioodbiorników skłoniły mnie do opracowania układu do automatycznego ładowania akumulatorów NiCd służących jako źródło zasilania niektórych typów tych odbiorników bateryjnych. Wykonany przeze mnie przyrząd zdał praktyczny egzamin przy ładowaniu akumulatorów produkcji radzieckiej typu 7D-0.115–U1.1.

Włączenie układu następuje przez włożenie wtyczki z umieszczonym w niej urządzeniem do gniazdka sieciowego po uprzednim dołączeniu akumulatorka do zacisków. Od tej chwili akumulatorek ładuje się stałym prądem 12,5 mA. Podczas ładowania świeci się czerwona dioda elektroluminescencyjna. W chwili przekroczenia napięcia na zaciskach akumulatora, ok. 10,2 V, gaśnie czerwona dioda i zapala się zielona. Przez akumulator nie płynie już prąd.

Przyrządu nie trzeba natychmiast odłączać od sieci, ponieważ układ ładowania jest zablokowany. Odblokowanie następuje przez wyłączenie zasilania układu, tj. wyjęcie wtyczki z gniazdka sieciowego.

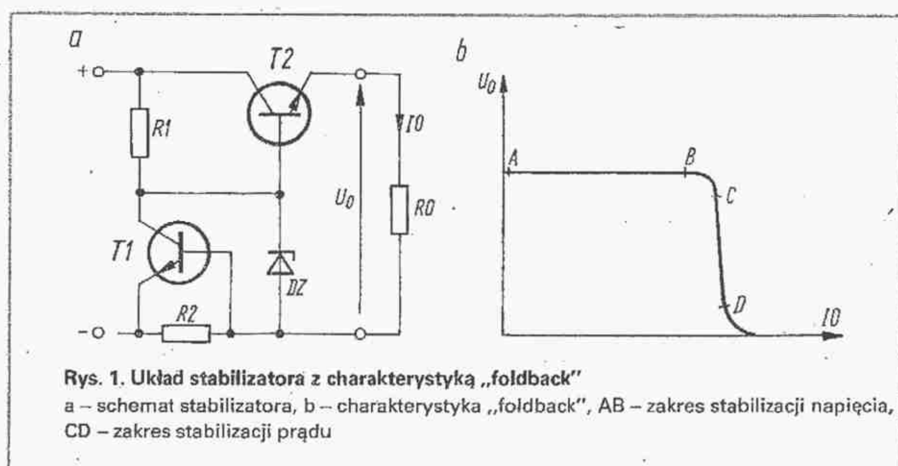
Zasada działania układu

W układzie wykorzystano działanie stabilizatora z charakterystyką typu „foldback" (rys. 1a). Jednakże w działaniu tego stabilizatora jest istotna różnica. W pracy wykonanego przeze mnie układu wykorzystuje się nie część AB charakterystyki prądowo-napięciowej, jak w zwykłych stabilizatorach napięcia, ale odcinek CD odpowiadający stabilizacji prądu (rys. 1b).

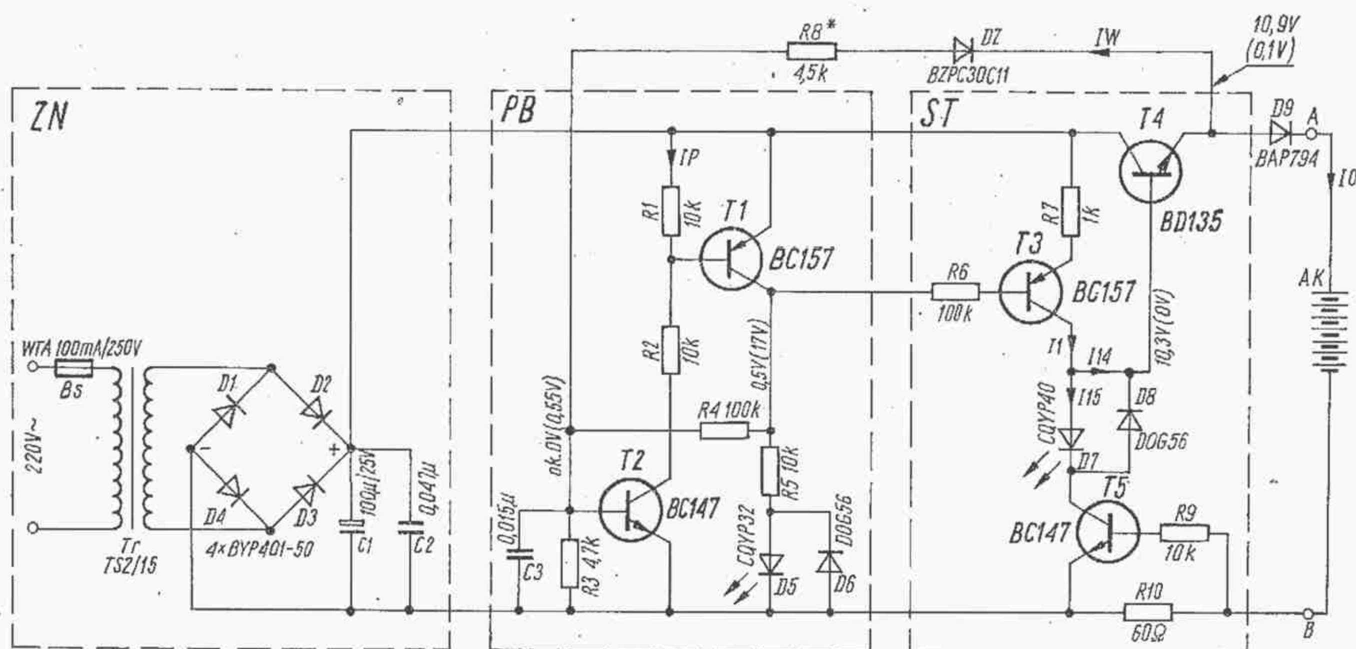
W tym zakresie charakterystyki przez diodę Zenera DZ (rys. 1a) nie płynie prąd, dlatego też została ona wyeliminowana z opisanego układu.

Schemat układu do ładowania akumulatorów przedstawiono na rys. 2. Składa się on z zasilacza niestabilizowanego ZN, przerzutnika bistabilnego PB i stabilizatora ST połączonego gałęzią sprzężenia zwrotnego z elementami DZ oraz R8 z wejściem przerzutnika PB.

Akumulatorek należy przyłączyć do zacisków AB, a następnie włączyć układ do sieci. Stan układu jest następujący. Tranzystory T1, T2 nie przewodzą, ponieważ baza tranzystora T1 jest na potencjale „+" zasilania, tzn. tranzystor T1 jest zatkany, a baza tranzystora T2 ma potencjał „–" zasilania, toteż tranzystor T2 jest również zatkany. Dioda DZ nie przewodzi, gdyż jej napięcie progowe jest wyższe od sumy napięć nie naładowanego akumulatorka i napięcia przewodzenia diody D9. Płynie natomiast prąd bazy tranzystora – klucza T3. Tranzystor T3 przewodzi i wysterowany jest tranzystor T4. Płynie prąd I_0 od „+" prostownika przez tranzystor



Rys. 1. Układ stabilizatora z charakterystyką „foldback"
a – schemat stabilizatora, b – charakterystyka „foldback", AB – zakres stabilizacji napięcia, CD – zakres stabilizacji prądu



Rys. 2. Schemat automatycznego układu do ładowania akumulatorków NiCd

Rys. 3. Widok płytki drukowanej od strony ścieżek (skala 2:1)

Rys. 4. Schemat montażowy

T4, diodę D9, akumulatorek, rezystor R10 do „–".

Prąd I_1 płynący przez kolektor tranzystora T3 rozgałęzia się na prąd I_{14} płynący do bazy tranzystora T4 oraz I_{15} płynący do kolektora tranzystora T5. Prąd I_{15} płynie przez diodę świecącą (czerwoną) D7. Świecenie tej diody jest wskaźnikiem ładowania się akumulatorka.

Tranzystor T5 pełni ważną funkcję w stabilizacji prądu I_0. Gdy zostanie bardziej wysterowany, np. przez wzrost prądu I_0, to część prądu I_1, który dotychczas płynął do bazy tranzystora T4, popłynie przez kolektor tranzystora T5 do „–". Tym samym tranzystor T4 zostanie „przytkany" i zmniejszy się prąd I_0. Zmniejszy się tym samym spadek napięcia na rezystorze R10 i tranzystor T5 zostanie również „przytkany". Skutek jest taki, że wartość prądu I_0 nie ulega zmianom. Akumulatorek ładuje się do chwili, gdy napięcie na zaciskach wyjściowych A, B wzrośnie do ok. 10,2 V. Wtedy zacznie przewodzić dioda Zenera DZ. Popłynie przez nią prąd I_W.

Po przekroczeniu napięcia progowego bazy tranzystora T2 następuje przerzut przerzutnika bistabilnego. Zaczyna płynąć prąd I_P w obwodzie „+", rezystora R1, R2, tranzystora T2, „–". Wysterowuje on tranzystor T1 i poprzez sprzężenie zwrotne, zrealizowane za pomocą rezystora R4, podtrzymuje ten stan.

Zmiana stanu przerzutnika ustala inny rozkład napięć w układzie. Napięcie na kolektorze tranzystora T1 jest bliskie „+". Powoduje to zatkanie tranzystora T3 i odcięcie tranzystora T4. Jednocześnie gaśnie dioda świecąca D7, natomiast prąd płynący przez tranzystor T1 powoduje świecenie zielonej diody D5. Jest to znak, że proces ładowania akumulatorka został zakończony.

Diody D8 i D6 służą do zabezpieczenia diod świecących przed przebiciem w przypadku odwrotnego (omyłkowego) dołączenia akumulatorka do zacisków. Rezystor R10 ogranicza prąd, jaki w tym przypadku płynie przez układ, chroniąc pozostałe elementy przed zniszczeniem. Dioda D9 zapobiega rozładowywaniu się akumulatorka po zakończonym cyklu ładowania.

Pomierzone zostały napięcia w ważniejszych punktach układu. Wartości bez nawiasów dotyczą stanu ładowania, a w nawiasach po zakończeniu ładowania.

KONSTRUKCJA I WSKAZÓWKI DOTYCZĄCE UŻYTKOWANIA

Cały układ umieściłem w obudowie od zasilacza niestabilizowanego typu ZNS-0,02/9/1 wykorzystując znajdujący się w nim transformator i diody prostownicze. Należy wymienić płytkę (rys. 3) i zmontować na niej pionowo rezystory zgodnie ze schematem na rys. 4. Zaciski do przyłączenia ładowanego akumulatorka można wykonać, wykorzystując zaciski zużytej baterii typu 6F22.

Układ można nieco uprościć, likwidując diodę D5 informującą o naładowaniu się akumulatorka. Jednakże wtedy nie ma pewności, czy dioda D7 nie świeci z powodu zakończenia ładowania akumulatorka, czy z braku napięcia w układzie.

Rezystor R10 może być regulowany – pokrętło można wyskalować w miliamperach. Diodę Zenera DZ można zasilać z dzielnika napięcia (może być też wyskalowany) dołączonego do wyjścia układu. Po takich przeróbkach powstanie uniwersalny przyrząd do ładowania różnych typów akumulatorków o małej pojemności.

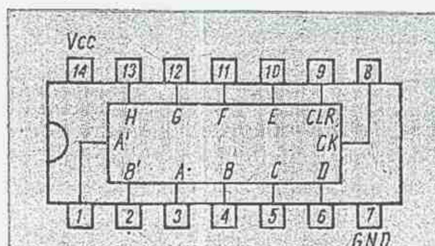
Z praktyki wynika, że akumulatorki typu 7D-0,115–U1.1 nie ładują się do napięcia wyższego niż 10,5 V. Natomiast po zakończeniu ładowania napięcie na zaciskach akumulatorka spada do około 9,6 V. W miarę zwiększania się liczby cykli ładowań (do około 5) czas pracy akumulatorka w radioodbiorniku wydłuża się kilkakrotnie.

Wiele praktycznych uwag na temat ładowania akumulatorów i baterii można znaleźć w książce J. Wojciechowskiego – „Nowoczesne zabawki" (WKiŁ, Warszawa 1974)

Prosty układ sterowania sekwencyjnego z wykorzystaniem rejestru 74164N

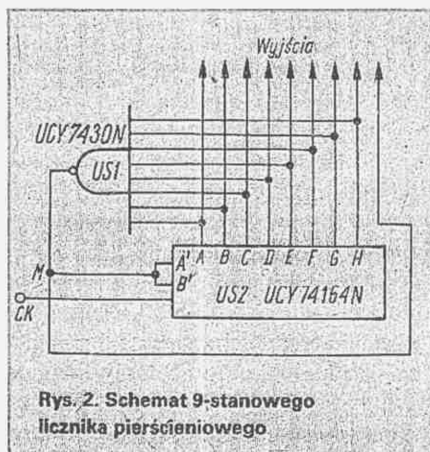
Dość często powstaje w praktyce amatorskiej problem sterowania sekwencyjnego, tzn. wyróżniania jednego z „n" wyjść układu (przeważnie: n = 8 lub n = 16). Klasyczny 16-stopniowy licznik pierścieniowy zbudowany z licznika binarnego UCY7493N i demultipleksera UCY4154N, szczególnie w przypadku wykorzystywania mniejszej liczby wyjść, może się okazać nieopłacalny. Poniższy opis dotyczy uruchomionego przez autora układu sterującego 8 wyjściami, wykonanego z rejestru UCY74164N i bramek NAND.

Układ UCY74164N jest scalonym rejestrem przesuwającym o wejściu szeregowym i wyjściach równoległych, zrealizowanym z 8 przerzutników RS-MS. Rejestr ten ma wyjścia szeregowe A', B' spełniające funkcję AND, wejście taktujące CK, wejście zerujące CLR, wyjścia równoległe A, B,...,H. Rozmieszczenie wyprowadzeń układu scalonego UCY74164N przedstawiono na rysunku 1.



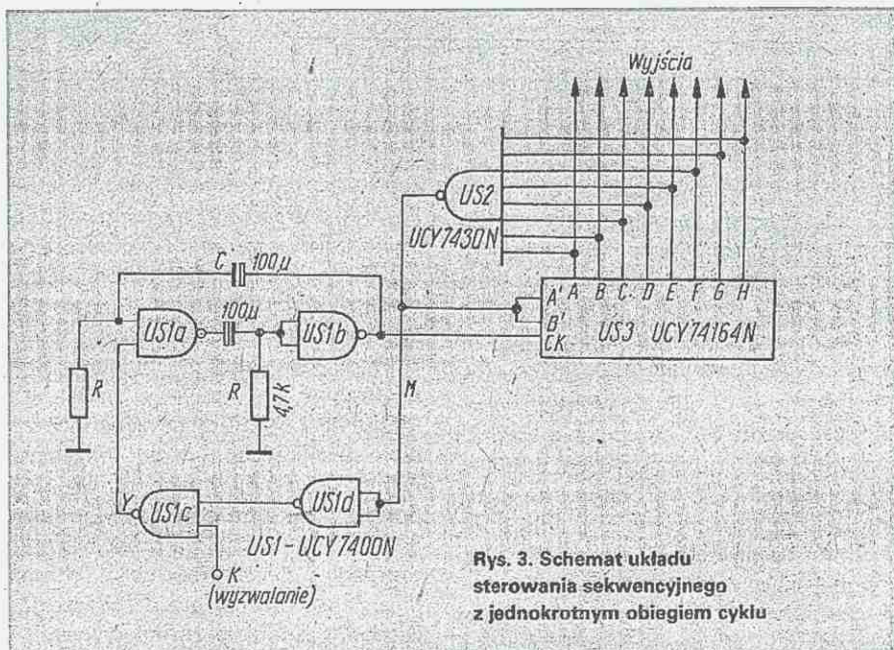
Rys. 1. Rozmieszczenie wyprowadzeń układu scalonego UCY74164N

Na rysunku 2 przedstawiony jest schemat 9-stanowego licznika pierścieniowego. Wyjście bramki US1 przyjmuje niski stan logiczny tylko wtedy, kiedy wszystkie wyjścia rejestru są w stanie wysokim. Kolejny impuls taktujący powoduje wówczas wpisanie stanu „0" z wyjścia bramki do pierwszego przerzutnika, a zatem – przejście wyjścia A rejestru w stan „0" i zmianę stanu wyjścia bramki w stan wysoki. Kolejne impulsy zegarowe powodują wpisywanie jedynek i przesuwanie zera aż do zapełnienia rejestru samymi jedynkami, co odpowiada sytuacji początkowej. Wyróżnionym stanem wyjścia jest, podobnie jak dla demultipleksera UCY74154N, stan niski. Omówiony cykl zmian ustali się po kilku (najwyżej 8), impulsach zegarowych, niezależnie od początkowej zawartości rejestru. Rejestr początkowo może być nawet wyzerowany.



Rys. 2. Schemat 9-stanowego licznika pierścieniowego

Bardziej interesującą wersją rejestru z krążącym zerem wydaje się być układ, który po wyzwoleniu wykonywałby jednokrotny obieg cyklu, co umożliwiałoby, np. sprawdzenie stanu końcówek badanego układu lub choćby sterowanie popularnym układem pozytywki elektronicznej. Funkcję te spełnia układ z rys. 3.



Rys. 3. Schemat układu sterowania sekwencyjnego z jednokrotnym obiegiem cyklu

Generacja fali prostokątnej w układzie US1a,b jest możliwa jedynie wtedy, gdy na wyjściu Y bramki US1c jest stan „1". Stan w punkcie Y (wyjście bramki US1c) opisywany jest równaniem Y =KM, co jest równoważne: Y = K+M. Generacja zostaje więc zatrzymana w momencie pojawienia się na wyjściu bramki US2 stanu „0". Rejestr zapełniony jest wtedy samymi jedynkami i żadne z 8 wyjść nie jest aktywne. Sytuacja taka odpowiada dziewiątemu stanowi licznika z rysunku 2. Jest to stan stabilny; układ pozostaje w nim do chwili wyzwolenia przez podanie stanu „0" do wejścia K. Następuje start generatora, wpisanie zera, przejście wyjścia bramki US2 w stan „1" i podtrzymanie pracy generatora. Po „przewędrowaniu" stanu 0 przez wszystkie przerzutniki układ wraca do stanu pasywnego (jeżeli wejście K nie pozostaje w stanie „0").

Oczywiście wejście K może być sterowane z dowolnego układu spełniającego wymagania standardu TTL. Ponadto dysponując większą liczbą rejestrów UCY74164N można w prosty sposób zwiększyć liczbę wyjść przez połączenie wyjścia H z wejściami A', B' rejestru następnego i zrealizowanie bramki NAND o odpowiednio zwielokrotnionej liczbie wejść.

Jerzy Chrząszcz

LITERATURA

1. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKŁ 1980.

ogłoszenia

Sprzedam „Service Manual" do sprzętu firm JVC, Pionieer, Siemens, National Sharp, Mamberi. Ewa Nowowiejska, Sędziowska 2 m 1, Warszawa. EO/355/K/83

Kupię przekładnię planetarną do transceivera. Oferty z ceną: Jan Kozaczuk, Bytyń, 22-230 Wola Uhruska. EO/387/K/83

Wykonuję szybko i tanio obwody drukowane. Krzysztof Stachowiak, Rynek 44/3, 50-116 Wrocław. EO/389/K/83

Zestaw części do częstościomierza cyfrowego zamienię na miernik uniwersalny lub ewentualnie sprzedam. Jerzy Jarzemski, ul. Kościuszki 13/44, 86-100 Świecie. EO/396/K/83

Kupię ICL7107, AY-3-8610, µA733, MC1203N. Podać cenę. Andrzej Wesołowski, ul. Warszawska 31 m 5, 47-400 Racibórz. EO/406/K/83

AY-3-8610 kupię, sprzedam lampę oscyloskopową 7Ł055. Oferty z ceną kierować: Dariusz Świętosławski, ul. Zachodnia 12, 95-100 Zgierz. EO/408/K/83

Obwody drukowane – wykonuję duże serie (w ilości powyżej 100 sztuk). H. Kempa, ul. Armii Radzieckiej 11/9, 67-200 Głogów. EO/409/K/83

Wzmacniacze antenowe WA 21-41 polepszające odbiór programów telewizyjnych w kanałach 21 do 41, duże wzmocnienie, cena 1170 zł. Próbniki do sprawdzania tranzystorów i diod bez konieczności wymontowania z układu, szczególnie przydatne w serwisie RTV, cena 1080 zł. Wysyła: Zakład Elektroniczny, ul. 3 Maja 12, 63-900 Rawicz. EO/411/K/83

Kupię układ scalony AY-3-8610 i podstawkę typu DIL 28. Ryszard Górny, ul. Włókiennicza 17, 59-920 Bogatynia. EO/416/K/83

Kupię „Radioamatora" z lat 1970 do 1980. A. Olender, Ciuślice 7, 28-506 Czarnocin. EO/418/K/83

Sprzedam części elektroniczne – wykaz na życzenie, radiomagnetofon Maja 2 oraz radio stereo Chopin R5932 z kolumnami Hi-Fi box 2×20 W. Marek Baumgart, Berberysowa 11/11, 86-005 Białe Błota. EO/417/K/83

Kupię sprawne diody tunelowe, krzemowe lub GaAs. Antoni Sawicki, ul. Michałowskiego 34 m 37, 42-200 Częstochowa. EO/419/K/83

Kupię nowoczesny wykrywacz metali niezależnych oraz schemat. Józef Karny, ul. Mazowiecka 68/2, 15-301 Białystok. EO/424/K/83

Pilnie kupię układ scalony LM1011N lub NE645B. Wojciech Biel, ul. Kniewskiego 3 m 10, 42-500 Będzin. EO/425/K/83

Kupię schemat radioodbiornika PRELUDIUM – STEREO. J. Mieczyński, Wojska Polskiego 161c m 14, 18-400 Łomża. EO/436/K/83

Kupię wyświetlacze LCD-LX110011, LED-MAN6610 lub podobne, 74549, LF355. Sobel, ul. Pstrowskiego 78/15, 41-803 Zabrze. EO/449/K/83

Kupię układ ZSRR K174GF1. Warszawa, telefon 34-01-53. EO/450/K/83

Kupię Isostat 10 segmentów oraz obudowę wzmacniacza np. MELUZYNY, radiatory do ZM-3055, roczniki RADIOAMATORA do 1975 r. włącznie oraz numery 1,2,3/76, 6/77. Krzysztof Bójko, ul. Tyszki 7 m 17, 40-126 Katowice, tel. 58-23-02. EO/451/K/83

Poszukuję przetwornika PG3 i układów scalonych MAA504. Piotr Uchyła, ul. Kościuszki 3, 44-240 Żory, woj. katowickie. EO/452/K/83

US9 zasilanie sieciowe, wejściowe EF89 sprzedam. Warszawa, tel. 26-67-99. EO/455/K/83

Kupię MC1203 oraz kwarc 32,768 kHz. Roman Sołtysiak, ul. Waryńskiego 6, 98-300 Wieluń. EO/458/K/83

Kupię po przystępnych cenach trochę różnych części elektronicznych, ewentualnie mogę zamienić na inne części elektroniczne. Konstanty Obuchowicz, skrytka pocz. 98, 90-960 Łódź 11. EO/459/K/83

Poszukuję AY-3-8610 oferując w zamian: wyświetlacze siedmiosegmentowe, U417/18B, TDA1062, 1572-169-7720 (chroma processor). Jan Rzepecki, ul. Gdańska 13/1, 83-300 Kartuzy, tel. 81-25-34. EO/460/K/83

Kupię układy M1024, M1025, UCY7442N, SAS580, SAS590 i MCX1201. Oferty z ceną na adres: Jacek Kałużny, ul. Tołstoja 60/31, os. „T", 43-100 Tychy. EO/463/K/83

WYJAŚNIENIE. W związku z dużym napływem listów z zapytaniami, co jest przyczyną likwidacji firmy „ESKA", informuję PT Klientów: wiek właściciela po 70-tce i poważne schorzenia. Zamówienia wraz z dziesiątkami otrzymanych po 15 kwietnia przyjmujemy jedynie celem przekazania do realizacji solidnemu rzemieślnikowi, chętnemu do przejęcia wykonawstwa, po uprzednim przeszkoleniu i wyposażeniu. Wszystkim Klientom za dziesiątki ciepłych, uznaniowych listów, tą drogą serdecznie dziękuję. „ESKA-Radio", S. Koralczyk, Goreń Duży, 87-821 Baruchowo. EO/464/K/83

Kupimy lampy EY51 – 4 szt. Zespół Szkół Zawodowych, ul. Sempołowskiej 2, 87-800 Włocławek. EO/467/K/83

Pilnie kupię transformator TS50/12 lub TS40/10. Adam Krzemiński, ul. 1 Maja 4/3, 84-100 Puck. EO/470/K/83

Kupię kwarc 3,5 MHz. Jerzy Domagała, 67-100 Nowa Sól, skrytka pocztowa 167. EO/471/K/83

Kupię kwarce: 27,12 MHz – 2 szt., 4,4336 MHz – 2 szt., 1 MHz. Bogusław Koch, Plebiscytowa 18, 44-200 Rybnik. EO/472/K/83

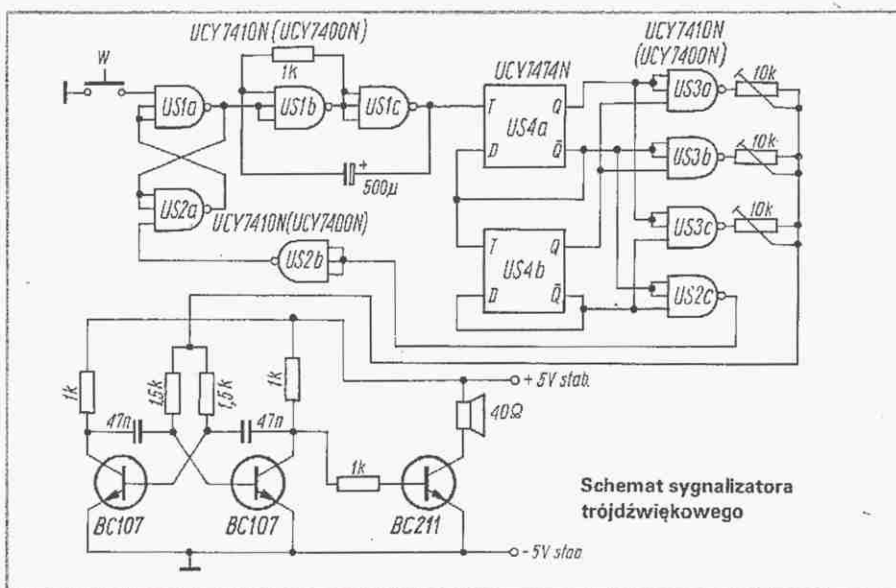
Odstąpię schematy wysokiej klasy profesjonalnych wykrywaczy metali firmy Heathkit oraz urządzenia „Phase-Tone 909" firmy Ibanez. Poszukuję FET-a 2N3821 lub BFS70. Andrzej Mariański, ul. Leśna 66,19-100 Mońki. EO/473/K/83

Sprzedam roczniki „Funk Amateur" i „Amatérské Radio" z lat 1970;1975. D. Kozłowski, Malczewskiego 21/5, 71-612 Szczecin. EO/474/K/83

Sprzedam kondensatory elektrolityczne różne KEN, KEO, KEC, 02/T, 04/U. Krystyna Jaszewska, ul. Hibnera 34, 80-227 Gdańsk-Wrzeszcz. EO/475/K/83

Sygnalizator trójdźwiękowy

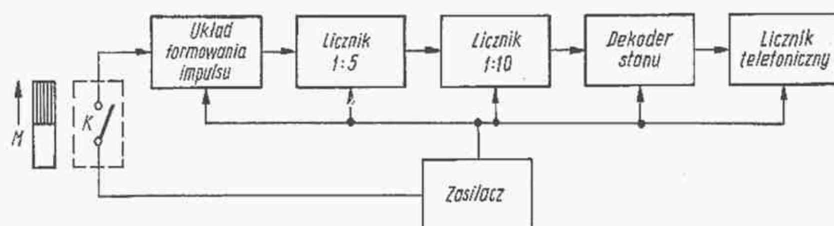
Przedstawiony układ jest prostym sygnalizatorem trójdźwiękowym, zbudowanym przy użyciu czterech łatwo dostępnych układów scalonych. Po włączeniu na krótką chwilę wyłącznika W następuje zmiana stanu przerzutnika RS składającego się z bramek US1a i US1b. Zaczyna działać generator taktujący, którego impulsy wyjściowe są zliczane w liczniku US5 zliczającym do 4. Bramki dekodera są tak połączone, że stan „0" logicznego występuje na wyjściu tylko jednej z nich. W ten sposób następuje kluczowanie multiwibratora tranzystorowego. Ostatni, czwarty impuls przerzuca przerzutnik RS w położenie początkowe. Częstotliwości dźwięku multiwibratora ustawia się za pomocą potencjometrów 10 kΩ. Przedstawiony generator pracuje bez zarzutu jako dzwonek do drzwi wejściowych. *Wiesław Wirkus*



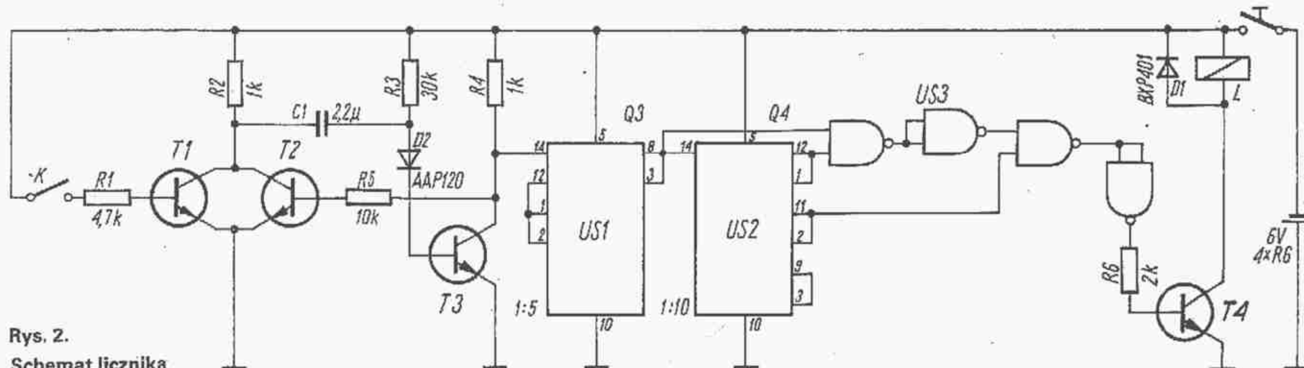
Schemat sygnalizatora trójdźwiękowego

Rowerowy licznik kilometrów

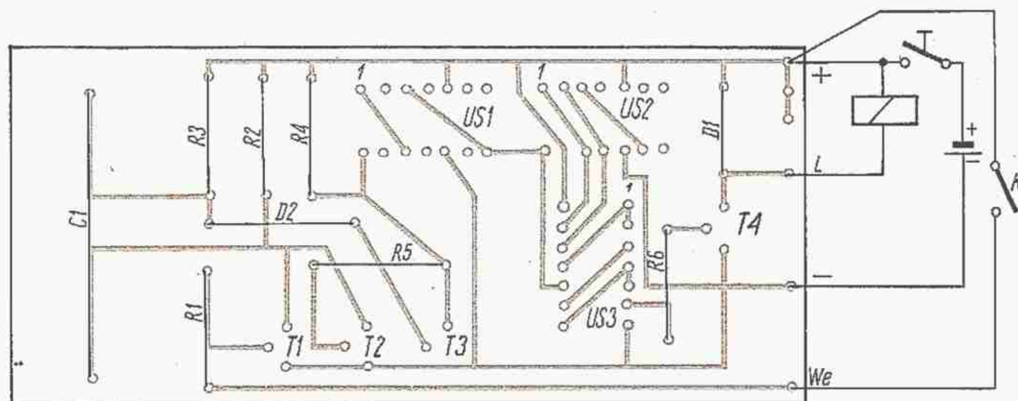
Układy cyfrowe stwarzają wiele możliwości konstruowania układów zliczających. Proponuję wykonanie licznika kilometrów do roweru; może on być użyty w innych urządzeniach, w których istnieje potrzeba zliczania obrotów.



Rys. 1 Schemat blokowy układu licznika



Rys. 2. Schemat licznika



Rys. 3. Widok płytki od strony druku (skala 1:1)

Schemat blokowy układu przedstawiono na rys. 1.

Czujnik obrotów składa się z kontaktronu K przymocowanego do widelca koła roweru. Elementem wirującym z kołem jest magnes trwały M, który pobudza kontraktron. Ze względu na to, że obwód koła roweru, dla którego układ projektowałem, wynosi 2,1 m, liczba obrotw koła przypadająca na 100 m, przy minimalnym ugięciu opon, równa jest 50. Układ ma więc za zadanie dzielić liczbę impulsów z czujnika przez 50, czyli co 50. impuls jest podawany do licznika mechanicznego.

Ze względu na to, że sygnał podawany z kontaktronu ma charakter serii impulsów (drgania styków) musi być uformowany. Bezpośrednie włączenie sygnału z kontraktronu do układu licznika cyfrowego spowodowałoby zliczanie wszystkich drgań styku w każdym impulsie.

Jako układ formowania zastosowałem uniwibrator monostabilny złożony z tranzystorów T1...T3, o czasie trwania impulsu około 50 ms. Przy maksymalnej przewidywanej prędkości roweru, około 50 km/h, okres obrotu koła wynosi 145 ms, jest więc wystarczająco długi, aby nie spowodować przy sygnałach z uniwibratora ok. 50 ms gubienia impulsów.

Uformowany sygnał o poziomie dopasowanym do układów TTL jest doprowadzany do licznika 1:50, wykonanego z dwóch połączonych liczników 1:5 i 1:10. W licznikach zastosowano układy scalone UCY7493N.

Stan licznika 1:50 jet dekodowany przez układ zbudowany z czterech bramek NAND.

Dekoder jest zbudowany w taki sposób, aby w 49. impulsie wzbudzał cewkę licznika telefonicznego, przez co jego liczydło przesuwa się o pół skoku, apo 50. impulsie wyłączał cewkę, co spowoduje przesunięcie licznika mechanicznego L o drugą połowę skoku.

Do działania dekodera wykorzystano iloczyn trzech sygnałów: Q3 z końcówki licznika 1:5 (US1), Q1 i Q4 (końcówki 11 i 12) licznika 1:10 (US2). Tranzystor T4 włącza licznik telefoniczny, którego cewka została przezwojona z napięcia 24 V= na 6 V= (drut nawojowy 0,2 mm, 2630 zw.). Najmniej znacząca cyfra licznika odpowiada 0,1 km. Układ jest zasilany z czterech ogniw R6.

Widok płytki od strony druku przedstawiono na rysunku 3.

Wykaz elementów

Układy scalone
US1, US2 – UCY7493
US3 – UCY7400

Tranzystory
T1...T4–2N2222

Diody
D1–BYP401–200
D2–AAP120

Kondensatory
C1–2,2 µF

Rezystory
R1 – 4,7 kΩ
R2, R4 – 1 kΩ
R3 – 30 kΩ
R5 – 10 kΩ
R6 – 2 k

Inne
K – kontaktron ZM
M – magnes trwały
L – licznik telefon. (cewka przezwojona na 6).

Zygmunt Haudek